

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Vstříc VI. sjezdu Svazarmu	121
Integrované obvody v praxi	
Napájecí zdroje	
Stabilizovaný zdroj s IO pro	
pevná napětí	123
Stabilizovaný zdroj 0 až 15 V/5 A	127
Symetrický napájecí zdroj	128
Nabíječe nikl-kadmiových	
akumulátorů	129
Dvojčlenný zdroj ss napětí	130
Nf technika	
Předzesilovač pro mikrofon	
kytarový snímač	130
Korekční zesilovač	131
Stereofonní směšovací pult	132
Přepínač zdrojů signálu	
s diodami, tranzistory a IO	132
Nový způsob řešení výkonového	
zesilovače	134
Zesilovač s aktivními korekcemi	137
Dozvuk	138
Obvody pro hudební nástroje	
Tremolo, fuzz	139
Fázovací obvod	140
Přijímací technika	
Superhet AM a PLL	140
Přepínání vlnových rozsahů	
diodami	142
Vstupní a mf zesilovač	143
Jakostní stereofonní	
přijímač VKV	146
Měřicí technika	
Převodník úrovně	149
Třístavový detektor napětí	149
Konstrukční část	
Napájecí zdroj	
pro kvadrofonní zesilovač	150
Výkonový stereofonní	
zesilovač 2x 15 W	153
Jakostní mf zesilovač	
s IO pro VKV	154
Elektronický přepínač rozsahu	
se senzory	156
Osmikanálový přepínač	
k osciloskopu	157
Elektronická stupnice	158

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kaloušek. Redakční rada: F. Bartoš, V. Brzák, L. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohlédací pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vyzývá PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko. n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 12. 7. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

VSTŘÍC VI. SJEZDU SVAZARMU

Pod vedením KSČ za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti

V minulém čísle jsme si uvedli první a druhý úkol předsjezdové aktivity. Pouze pro úplnost: 1. Pod vedením KSČ zvyšovat společenské poslání Svazarmu a prohlubovat spolupráci s ostatními organizacemi Národní fronty; 2. prohlubovat kvalitu a účinnost politickovýchovné práce s důrazem na výchovu mladé generace. Oba dva úkoly jsme si probrali především ve vztahu k radistické činnosti a uvedli jsme si i několik námětů, jak při realizaci úkolů předsjezdové aktivity lze využívat skutečnosti, že radistika je sama o sobě velmi atraktivní zájmová činnost.

Třetím hlavním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity je:

3. *Napomáhat masovému rozvoji branné výchovy a zvyšování její kvality.*

XV. sjezd KSČ znovu zdůraznil požadavek, že obrana socialistické vlasti je záležitostí všech občanů. To pak vyžaduje stále lépe zabezpečovat široký rozvoj branné výchovy, zejména zkvalitňovat brannou přípravu a rozšiřovat zájmové branné působení na širším, masovějším základě. Současně je třeba dbát, aby byly stále účinněji vyzbrojovány všechny složky obyvatelstva a především mládež potřebnými brannými vědomostmi, odbornými a technickými dovednostmi tak, aby se stále cílevědoměji formovaly morální hodnoty jejich osobnosti.

K naplňování těchto požadavků je třeba zaměřovat iniciativu a aktivitu především těmito směry:

na úseku přípravy branců

- zapojit maximální počet branců do místních kol soutěže branné všestrannosti,
- získávat brance a cvičitele k uzavření závazků na dosahování jen dobrých a výtečných výsledků v přípravě branců,
- rozvíjet aktivitu cvičitelů i branců za rozšíření počtu vzorných výcvikových středisk branců v každém okrese;

v oblasti přípravy obyvatelstva k civilní obraně

- zaměřit se na seznámení všech občanů a mládeže s putovní výstavou CO „Činnost civilní obrany v obci“, která projde všemi okresy,
- získávat závazky k účasti na budování výcvikových středisk CO, na zhotovování pomůcek pro potřeby civilní obrany,
- proškolení a připravit další cvičitele a lektory CO;

na úseku klubu praporečků a důstojníků v záloze

- rozvoj aktivity orientovat na další zkvalitnění práce se zálohami,
- získávat dobře připravené soudruhy ze záloh pro aktivní účast na výcviku branců a činnosti CO;

v zájmové branné činnosti sportovní

- dosáhnout ve spolupráci se SSM a školami rekordní účasti mládeže i dospělých, zejména v místních SZBZ a DZBZ,
- zvýšit brannou a ideovou úroveň soutěží, memoriálů a akcí s politickovýchovným

obsahem a dosáhnout v nich v roce konání VI. sjezdu maximální účasti mládeže a dětí. Tyto branné akce, které vycházejí v ideovém obsahu z revolučních a bojových tradic strany a lidu, přenést z okresů do míst a uskutečnit je v masovějším rozsahu.

- zaměřit se na širší zapojení dětí a mládeže do pravidelné branné sportovní činnosti, zejména na úseku masové branných sportů a střelecké činnosti;

v zájmové branné činnosti technické

- hlavní pozornost věnovat rozvoji polytechnické činnosti a zvyšování technických znalostí,

- zaměřit se na masový rozvoj zájmové technické činnosti, především rozšířením členské základny a činností nově založených kroužků,

- k tomu získávat další zájemce z řad dětí a mládeže do oborů modelářství, radio-techniky, elektroakustiky a videotechniky,

- dosáhnout masovějšího rozvoje technické tvorivosti,

- rozvinout činnost komisí pro práci s mládeží, které budou ve smyslu závěrů 11. pléna ÚV Svazarmu napomáhat k cílevědomému získávání mladé generace k aktivní účasti na všestranném rozvoji socialistické společnosti a její obraně,

- rozšiřovat masovost v nejnižších soutěžích a umožňovat i účast družstvům a jednotlivcům z řad SSM a jeho PO, stejně jako žákům škol, kteří nejsou organizováni ve Svazarmu. Podílet se na celostátní branné hře „Vždy připraven“, na soutěži branné všestrannosti žáků škol II. cyklu aj.

Čtvrtým hlavním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity je:

4. *Zvyšovat akceschopnost ZO Svazarmu a rozvíjet jejich plnokrevný život.*

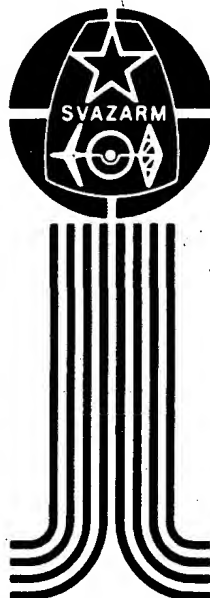
Základní organizace jsou rozhodujícím článkem výstavby a činnosti celé naší branné organizace. Především v nich

se uskutečňuje ideová výchovná, výcviková a zájmová branná činnost a naplňuje společenská, socialisticky angažovaná funkce Svazarmu.

Jejich akceschopnost je rozhodující pro důkladné plnění závěrů, které přijme VI. sjezd naší organizace.

V souvislosti se zvyšováním akceschopnosti budou základní organizace pod vedením a za pomoci OV Svazarmu rozvíjet iniciativu a aktivitu k naplňování především těchto úkolů:

- přimknout základní organizace, jejich činnost, strukturu a obsah práce k potřebám politiky Národní fronty v místech, dosáh-



VI. SJEZD
SVAZARMU
1978

nout ještě užšího sepětí s celkovým společenským životem,

- přijmout a uskutečňovat konkrétní opatření k tomu, aby se základní organizace staly skutečnými středisky masové branné výchovy pracujících a mládeže, aby dále rostla jejich akceschopnost a upevňovaly své společenské postavení. Přimknout činnost ZO k problematice pracovišť a užeji spojit aktivní zájmovou činnost, zejména v oblasti elektroniky, modelářství a potápěčství s pomocí technickému rozvoji,
- současně rozvíjet aktivitu všech členů organizace při plnění úkolů výstavby rozvinuté socialistické společnosti a obrany

socialismu. Toho dosáhnout konkrétním zapojením všech členů do branné výchovy v základních organizacích, do politické a veřejné práce v závodech, vesnicích a městech.

- zkvalitňovat vnitřní život základní organizace větší cílevědomostí, plánovitostí a soustavností jejich práce dalším rozvojem vnitrosvazové demokracie a demokratického centralismu i realizační schopnosti výborů v naplňování přijatých plánů a plnění usnesení vyšších orgánů,
- dále rozvíjet vnitřní strukturu základních organizací, aby umožňovala rozvoj společenské funkce Svazarmu, realizaci nových

společenských požadavků individuálních členských zájmů,

- uplatňovat v činnosti výborů ZO nové formy práce, zejména posilovat realizační proces, kvalitu a výslednost práce. Orientovat ZO na uplatňování příťažlivých a efektivních metod práce,
- zdokonalovat péči o dobrovolný aktiv ZO a jeho soustavné rozšiřování, přípravu, růst jeho akceschopnosti a samostatnosti, zejména zkvalitňovat práci cvičitelů, instruktorů a trenérů, zdokonalovat jejich výběr, přípravu.

(Dokončení příště).

IO V PRAXI

Allan Matuška

Úvod

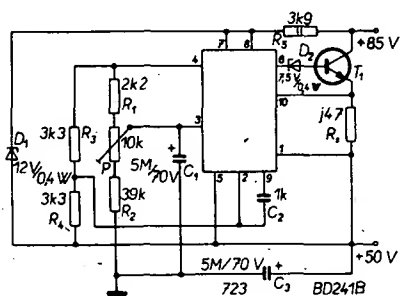
Při četbě našich i zahraničních časopisů se ve schématech stále častěji setkáváme s aplikacemi integrovaných obvodů v různých oborech lidské činnosti. Toto číslo Amatérského radia řady B je zaměřeno na aplikace integrovaných obvodů v napájecích zdrojích, nízkofrekvenční technice, rozhlasových přijímačích, televizních přijímačích, hudebních nástrojích a v měřicí technice.

Tento přehled je doplněn adresami prodejen v NDR, MLR a SSSR. I když všechna uvedená zapojení není možno realizovat s našimi obvody (nebo obvody ze země RVHP), mohou mnohým konstruktérům posloužit jako vodítko při konstrukci jejich zařízení. U některých návodů jsou uvedeny pro lepší orientaci výpočty. Pokud jsou v popisovaných zapojeních použity jen tranzistory či jiné aktivní prvky, pak se jedná o nové nekonvenční řešení obvodů.

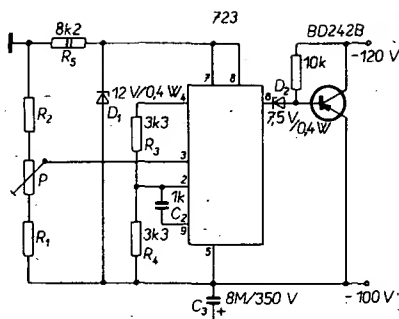
Napájecí zdroje

Stabilizovaný zdroj s IO 723

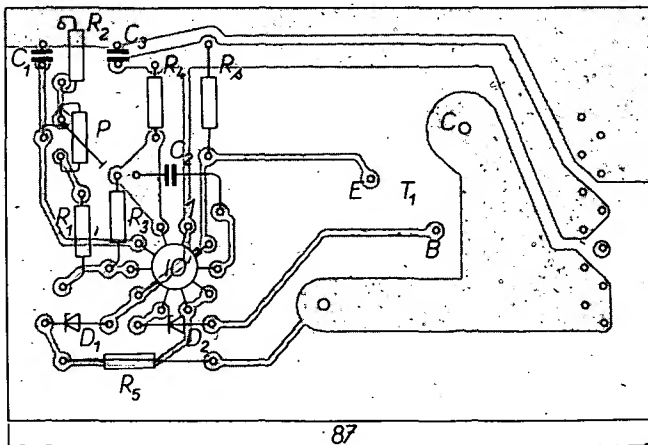
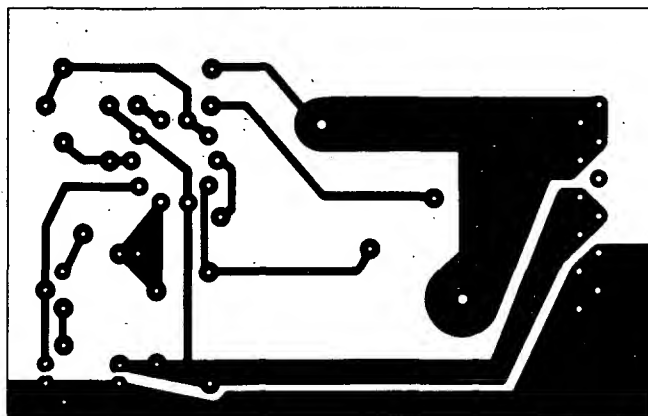
I když v AR B4/77 byla dosti podrobně popsána funkce integrovaného stabilizátoru 723 v různých zapojeních, chtěl bych se zmínit o možnosti použít tento integrovaný obvod ve stabilizovaném zdroji pro větší stabilizované napětí. V běžném použití je



Obr. 1. Zapojení stabilizovaného zdroje velkého kladného napětí



Obr. 2. Zapojení stabilizovaného zdroje velkého záporného napětí



Obr. 3, 4. Deska s plošnými spoji zdroje podle obr. 1 (M220)

velkou ztrátu. Výstupní napětí v zapojení podle obr. 1 je určeno rovnicí:

$$U_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{ret}}}{2} \frac{R_2 - R_1}{R_1}$$

Tato rovnice platí za podmínky, že $R_3 = R_4$.

Tímto integrovaným obvodem, jak je to zřejmé z obr. 2, je možno stabilizovat rovněž i záporná napětí větší než 37 V. IO 723 pracuje jako proměnný odpor v napájecí větvi. Je třeba mít na paměti i polaritu kondenzátoru C_3 . Odpor R_5 je pro zatížení 2 W. Výstupní napětí v mezích -6 V až -250 V je určeno rovnicí:

$$U_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{ret}}}{2} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

za předpokladu, že $R_3 = R_4$.

Na obr. 3 je deska s plošnými spoji a na obr. 4 rozmístění součástek zdroje z obr. 1. Desku lze použít i pro zdroj z obr. 2. Tranzistor BD241B je možno nahradit KD606 a tranzistor BD242B tranzistorem KD616, diodu D_1 diodou KZ260/12.

Elektr. č. 51/75

Stabilizovaný zdroj s IO pro pevná napětí

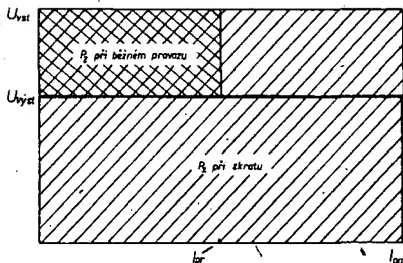
Vzhledem k tomu, že se pro napájení IO používají „normalizovaná“ napájecí napětí, byly v posledních letech vyvinuty integrované obvody pro stabilizátory s konstantním výstupním napětím v řadě 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 a 24 V. Některé typy těchto stabilizátorů připravuje do výroby i TESLA Rožnov. Blokové zapojení těchto IO je podobné jako zapojení IO typu 723. Podrobněji si všimněme ochrany proti přetížení. Monolitické integrované stabilizátory bývají chráněny proti zničení nebo poškození ze strany zátěže buď jednou z dále uvedených ochranných, nebo jejich kombinací:

1. jednoduchým omezením proudu,
2. tepelnou pojistkou,
3. omezením proudu typu „fold back“,
4. omezením proudu v závislosti na napětí regulačního tranzistoru.

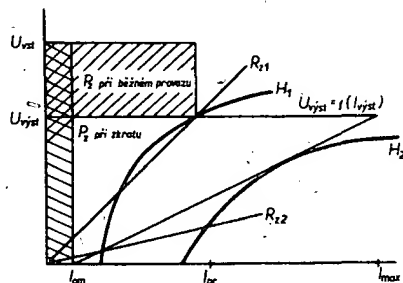
Všechny ochrany jsou vratné, takže po odstranění zkratu nebo přetížení pracuje IO normálně. Dále si všimněme jednotlivých typů ochranných.

Ochrana proti přetížení omezením proudu. Charakteristika stabilizátoru s touto ochrannou je na obr. 5. Proud při omezení I_{om} musí být podstatně větší než proud provozní I_{pr} . Vzhledem k tolerancím je účelné, aby se zvětšil výstupní odpor stabilizátoru po omezení proudu. Do proudu I_{om} je výstupní napětí konstantní. Nedostatkem této ochrany je, že se při velkých proudech při zkratu podstatně zvětší i ztrátový výkon. Počítáme-li například, že I_{om} je asi $2I_{\text{pr}}$ a vstupní napětí $U_{\text{vst}} = 1,5 U_{\text{vst}}$, zvětší se ztrátový výkon šestinásobně, jak je zřejmé z obr. 5. To vede k tomu, že při chladiči s určitými rozměry se z polovodičového prvku neodvede všechno vznikající teplo a je nutno použít tepelnou pojistku, aby IO nebyl zničen.

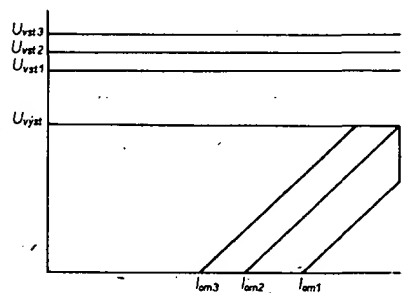
Ochrana proti přetížení tepelnou pojistkou. Hlavním zdrojem tepla jsou stejně jako u tranzistorů polovodičové přechody. K měření teploty se využívá přechodu báze-emitor jednoho z tranzistorů. Předpětí báze je voleno tak, že až do dané mezní teploty proud tímto tranzistorem neovlivňuje funkci celého obvodu. Po překročení stanovené mezní teploty se zmenší ztrátový výkon a teplota IO zůstane konstantní. Tato mezní teplota je nezávislá na vnějších teplotních podmínkách. Dochází tedy k regulaci teploty, nikoli k tepelnému „odpojení“. Proto IO po odstranění příčiny přetížení pracuje během krátké doby normálně.



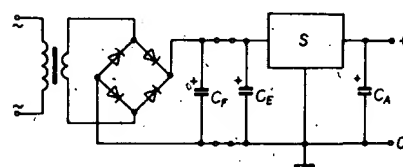
Obr. 5. Charakteristika stabilizátoru napětí s omezením proudu



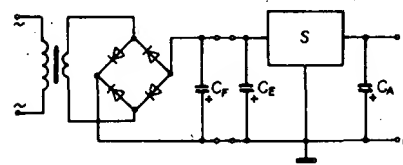
Obr. 6. Charakteristika stabilizátoru napětí s ochranou proti přetížení



Obr. 7. Charakteristika stabilizátoru napětí s ochranou proti přetížení, závislost na rozdílu $U_{\text{vst}} - U_{\text{vst1}}$



Obr. 8. Zapojení stabilizátoru pevného kladného napětí



Obr. 9. Zapojení stabilizátoru pevného záporného napětí

Omezení proudu typu „fold-back“. Tento typ ochrany, jejíž charakteristika je na obr. 6, pracuje při běžném provozu jako ochrana podle obr. 5, avšak při přetížení má regulační prvek podstatně menší ztrátový výkon. Charakteristika jednoznačně říká, že v daném rozsahu, který nás zajímá, je stabilizované napětí nezávislé na vstupním napětí. Tato ochrana se využívá hlavně u stabilizátorů středního výkonu (do proudů až 0,5 A). Vnitřní odpor není kritický, pokud je dostatečně malý.

Na obr. 6 jsou pro názornost vyřažovány plochy ztrátových výkonů při běžném provozu

zu a při zkratu. Kromě toho jsou zde i hyperboly ztrátového výkonu při běžném provozu. Teplo se při běžném provozu odvádí tak, aby se využívalo jen té části křivky, která je vlevo od hyperboly H_1 . Přetížení odporem velikosti R_{z1} až R_{z2} nesmíme připustit. Při $R_{z1} < R_{z2}$ jsou pracovní podmínky v bezpečné oblasti a v případě úplného zkratu je ztrátový výkon podstatně menší než povolený. Chceme-li mít jistotu, že obvod nebude přetížen, musíme volit chlazení tak, aby odpovídalo hyperbole H_2 . Pak regulační křivka bude celá vlevo od H_2 , tzn. že ve všech možných pracovních bodech bude ztrátový výkon stejný nebo menší.

Omezení proudu závislé na napětí regulačního tranzistoru. Charakteristika tohoto typu ochrany je na obr. 7. Výstupní charakteristika je mnohoznačná a je závislá na rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím, který je roven napětí kolektor-emitor integrovaného výkonového tranzistoru. Charakteristika na obr. 7 znázorňuje poměry na regulačním tranzistoru, kdy při zvětšujícím se napětí kolektor-emitor tohoto tranzistoru se posouvá bod obrátu křivky směrem k menším výstupním proudům. Proto se tohoto způsobu ochrany využívá u stabilizátorů pro větší zatížení (jednotek A). Je však třeba říci, že velmi kritický je sekundární průraz. Proto je třeba věnovat pozornost i vnitřnímu odporu zdroje. Je ho třeba udělat tak malý, aby napětí na regulačním tranzistoru bylo co nejmenší a aby byl proud omezen dříve, než by mohl být překročen povolený zatěžovací proud.

Při použití monolitických (nebo hybridních) stabilizátorů napětí má napájecí zdroj přístroje jen několik součástek: síťový transformátor, usměrňovač, filtrační kondenzátor a stabilizátor. Někdy jsou potřebné ještě dva tantalové kondenzátory (C_E a C_A na obr. 8 a 9), které zlepšují funkci stabilizátoru. Při návrhu takového zdroje není zapotřebí žádných velkých znalostí, neboť zapojení je dáno obvykle výrobcem. Na obr. 8 je zapojení pro kladná napětí a na obr. 9 je zapojení pro záporná napětí.

Dále uvedený příklad dokazuje, že návrh obvodu spočívá v určení napájecího napětí a proudu obvodu, pro který je daný stabilizátor určen. Základní zapojení podle obr. 8 je doporučeno výrobcem. Má-li být stabilizováno např. napětí 24 V pro předzesilovač, který odebírá proud 60 mA, pak lze podle tab. 1 použít např. IO LM78L24, který má maximální proud 100 mA a výstupní napětí 24 V. S ohledem na možnost použít chladič volíme provedení v pouzdře TO-5. Při osazování je nutno dát pozor na rozmístění vývodů, které se u různých výrobků může lišit, neboť není mezinárodně stanoveno. Vstupní napětí tohoto stabilizátoru může být v mezích 27,5 až 38 V. Při návrhu, vzhledem ke kolísání sítě, je nutno zajistit spodní hranici vstupního napětí a nepřekročit horní hranici. Proto je nejlépe volit aritmetický průměr mezi, který zahrne i kolísání sítě o $\pm 10\%$. Střední hodnota napětí je 32,75 V, zaokrouhlíme na 33 V a vypočítáme sekundární napětí síťového transformátoru

$$U_{\text{sek}} = \frac{33 \text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 23,3 \text{ V}$$

Použijeme-li transformátor se sekundárním napětím 24 V a pro proud 100 mA, bude požadavek splněn. Počítáme-li s úbytkem 1,4 V na diodách, pak

$$U = (U_{\text{sek}} \cdot \sqrt{2}) - 1,4 = (24 \cdot 1,4) - 1,4 = 33,6 - 1,4 = 32,2 \text{ V}$$

Tab. 1. Přehled stabilizátorů kladných pevných napětí

Typ	$U_{výst}$ [V]	$I_{výst}$ [A]	$U_{výst}$ min. [V]	max. [V]	Vnitř. omezení proudu	Teplotná pojist- ka	Odolný proti zničení	Pouzdro
LM78L05	5	0,1	7	20	X	X	X	TO-5; TO-92
TBA625A	5	0,13	8	20	X	—	—	TO-5
LM342-05	5	0,2	7,5	20	X	X	X	TO-202P
μA78M05	5	0,2	7	20	X	X	X	TO-202P
LM340-5	5	0,5	7,5	20	X	X	X	TO-126
L129	5	0,85	7,5	20	X	—	—	TO-3
LM309 K	5	1	7	35	X	X	X	TO-220
LM340-05	5	1,5	7	35	X	X	X	TO-3
LM323 K	5	3	7,5	20	X	X	X	TO-3
LM5000	5	3	9	20	X	X	—	TO-3
LM342-6	6	0,2	8	25	X	X	X	TO-202P
LM341-6	6	0,5	7,2	25	X	X	X	TO-202P
μA78M06	6	0,5	9	21	X	X	X	TO-5
LM340-6	6	1,5	8	25	X	X	X	TO-220; TO-3
μA7806	6	1,5	8	25	X	X	—	TO-220; TO-3
LM78208	8	0,1	10,5	23	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-8	8	0,2	11	23	X	X	X	TO-202
μA78M08	8	0,5	11,5	23	X	X	X	TO-5
LM341-8	8	0,5	10,5	25	X	X	X	TO-202
μA7808	8	1,5	10,5	25	X	X	X	TO-3; TO-220
LM340-8	8	1,5	10,5	25	X	X	X	TO-3; TO-220
TBA435	8,5	0,14	11,5	20	X	—	—	TO-5
LM342-10	10	0,2	13	25	X	X	X	TO-202
TBA625 B	12	0,1	15	27	X	—	—	TO-5
LM78L 12	12	0,1	14,5	27	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-12	12	0,2	15	30	X	X	X	TO-202
LM341-12	12	0,5	14,5	30	X	X	X	TO-202
μA78M12	12	0,5	14,5	30	X	X	X	TO-5
L130	12	0,72	14,5	27	X	—	—	TO-126
LM340-12	12	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7812	12	1,5	14,5	30	X	X	—	TO-3; TO-220
TBA625C	15	0,1	18	27	X	—	—	TO-5
LM78L15	15	0,1	17,5	30	X	X	X	TO-92; TO-5
LM342-15	15	0,2	18	30	X	X	X	TO-202
μA78M15	15	0,2	17,5	30	X	X	X	TO-5
LM341-15	15	0,5	17,6	30	X	X	X	TO-202
L131	15	0,6	17,5	27	X	—	—	TO-126
LM350-15	15	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7815c	15	1,5	17,5	30	X	—	—	TO-3; TO-220
LM78L18	18	0,1	21,4	33	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-18	18	0,2	21	33	X	X	X	TO-202
LM341-18	18	0,5	20,7	30	X	X	X	TO-202
LM340-18	18	1	21	33	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7818	18	1,5	21	33	X	X	—	TO-3; TO-220
μA78M20	20	0,5	23	36	X	X	X	TO-5
LM78L24	24	0,1	27,5	38	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-24	24	0,2	27,2	38	X	X	X	TO-202
LM341-24	24	0,5	27	38	X	X	X	TO-202
LM340-24	24	1	27	38	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7824	24	1,5	27	38	X	X	—	TO-3; TO-220

Takto vypočítaná střední hodnota napětí odpovídá zadaným požadavkům. K určení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru C_E lze využít praxe: 2200 μF na 1 ampér odebraného proudu. Pro výše uvedený předzesilovač by tedy postačil kondenzátor s kapacitou 220 μF , avšak vzhledem k tomu, že se jedná o obvod, u něhož požadujeme velké potlačení brumu, volíme kondenzátor 1000 $\mu\text{F}/40\text{ V}$. Potlačení brumu stabilizátoru s IO LM78L24 je podle katalogu minimálně 30 dB při 120 Hz a jako typické je uvedeno potlačení 43 dB při 120 Hz. Údaje jsou uváděny pro kmitočet 120 Hz, protože se jedná o výrobek amerického výrobce (kmitočet sítě 60 Hz). S těmito údaji můžeme však počítat i při kmitočtu 50 Hz (brumový kmitočet 100 Hz). Potlačení brumu stabilizátoru lze o několik dB zlepšit připojením kondenzátoru C_A (o kapacitě 1 až 10 μF) na výstup. Kondenzátor C_A současně zlepšuje i stabilitu celého obvodu.

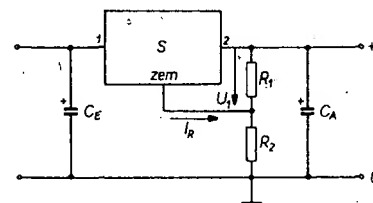
Všichni výrobci integrovaných stabilizátorů napětí doporučují použít jako kondenzátory C_E a C_A tantalové typy. Vstupní kondenzátor C_E je potřebný tehdy, není-li IO umístěn v blízkosti kondenzátoru C_E , jako je tomu

např. tehdy, jsou-li IO umístěny na jednotlivých deskách přístroje. Tak například: je-li v zesilovači koncový stupeň na jedné desce a předzesilovač na druhé desce, může být IO na desce předzesilovače a může být napájen napětím koncového zesilovače. V tomto případě se nesmí napětí koncového zesilovače zmenšit při vybuzení pod 28 V a zvětšit při

provozu bez buzení nad 38 V. Stabilizátor vzájemně odděluje napájení koncového stupně a předzesilovače. Přitom musíme dbát na to, aby zemní vodič byl co nejkratší cestou spojen se záporným pólem zdroje. Z daného příkladu vidíme, že návrh napájecího zdroje při použití integrovaných pevných stabilizátorů napětí není obtížný. Při návrhu nám dobře poslouží katalogové údaje IO a pro základní orientaci i tab. 1 a 2.

Možnost změny výstupního napětí stabilizátorů pevných napětí

I přes poměrně dobré odstupňování výstupního napětí stabilizátorů pevných napětí může nastat případ, že budeme potřebovat napětí mimo danou řadu. Změnit výstupní napětí těchto stabilizátorů lze tak, že společný bod nepřipojíme přímo na zem, ale přes dělič R_1/R_2 (obr. 10). Pro toto zapojení platí rovnice:



Obr. 10. Stabilizátor s pevným výstupním napětím s možností změny výstupního napětí

$$U_{výst} = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_R R_2 \quad [V; A; \Omega],$$

kde U_1 je konstantní výstupní napětí IO a I_R klidový proud IO.

Nahradíme-li R_2 potenciometrem, můžeme výstupní napětí měnit v určitých mezích (obr. 11). Je-li běžec potenciometru na zemi, dostáváme výstupní napětí rovné napětí IO. V druhé poloze běžce je vypočítané výstupní napětí rovno:

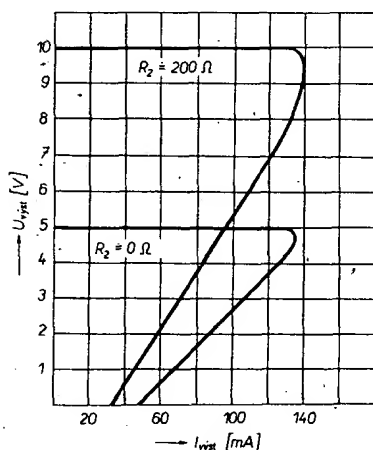
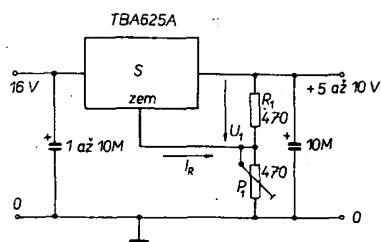
$$U_{výst} = 5 \cdot \left(1 + \frac{250}{470} \right) + 0,01 \cdot 250 = 5 \cdot 1,53 + 2,5 = 7,65 + 2,5 = 10,15 = 10\text{ V}.$$

Klidový proud pro daný IO (TBA625A) je podle katalogu 5 až 16 mA. Měřením v nezatíženém stavu zjistíme, že klidový proud je například 9,357 mA. Ve výpočtu budeme počítat s proudem 10 mA. Odpor R_1 bude protéká minimální proud rovný proudu klidovému:

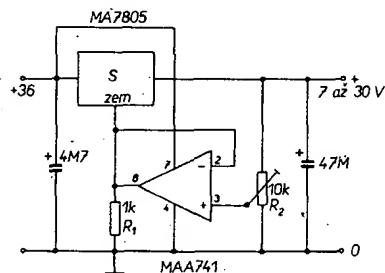
$$R_1 = \frac{U_1}{I_R} = \frac{5}{0,01} = 500\ \Omega.$$

Tab. 2. Přehled stabilizátorů záporných pevných napětí

Typ	$U_{výst}$ [V]	$I_{výst}$ [V]	$U_{výst}$ min. [V]	max. [V]	Vnitřní omezení proudu	Teplotná pojistka	Odolný proti zničení	Pouzdro
LM320T5	-5	1,5	-7,5	-25	X	X	—	TO-220
LM345	-5	3,0	-7,8	-20	X	X	X	TO-3
MC7905C	-5	1,5	-7	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
LM320T6	-6	1,5	-8,5	-25	X	X	—	TO-220
MC7906C	-6	1,5	-8	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
LM320T8	-8	1,5	-10,5	-25	X	X	—	TO-220
MC7908C	-8	1,5	-10	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
LM320T12	-12	1,5	-14,5	-32	X	X	—	TO-220
MC7912 C	-12	1,5	-14	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
MC320T15	-15	1,5	-17,5	-35	X	X	—	TO-220
MC7915C	-15	1,5	-17	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
LM320T18	-18	1,5	-21	-35	X	X	—	TO-220
MC7918	-18	1,5	-20	-35	X	X	—	TO-126; TO-3
LM320T24	-24	1,5	-27	-35	X	X	—	TO-220
MC924C	-24	1,5	-26	-40	X	X	—	TO-126; TO-3



Obr. 11. Stabilizátor napětí 5 až 10 V s charakteristikami „fold back“



Obr. 12. Rozšíření regulace výstupního napětí u stabilizátoru s pevným výstupním napětím

Nejbližší hodnota v řadě E je 470 Ω.

Z grafu na obr. 11 jsou zřejmé poměry, které nastanou při přetížení (křivka „fold back“). Z křivek je zřejmé, že ochrana proti přetížení funguje v celém rozsahu regulovaného napětí. Jmenovité údaje pro stabilizátor podle obr. 11:

$$\begin{aligned} U_{vyst} &= +5 \text{ až } +10 \text{ V (nastavitelné)}, \\ U_{st} &= +16 \text{ V}, \\ I_{vyst} &= 80 \text{ mA}, \\ R_{vyst} &= 100 \text{ m}\Omega. \end{aligned}$$

Rozšířit rozsah regulace výstupního napětí je možné použitím operačního zesilovače zapojeného jako sledovač napětí. V zapojení podle obr. 12 je možné regulovat výstupní napětí od 7 do 30 V při proudu 1 A do zátěže. Je třeba mít na paměti, že vstupní napětí IO nesmí být v žádném případě větší než +36 V, neboť se jinak může poškodit nebo zničit operační zesilovač. V daném zapojení není možné dosáhnout napětí 5 V, neboť společný bod IO je k „zemi“ připojen přes odpor 1 kΩ.

Zvětšení výstupního proudu

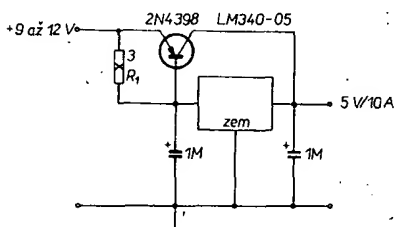
Výstupní proud stabilizátorů pevných napětí může být zvětšen připojením vnějšího výkonového tranzistoru (obr. 13). V tomto zapojení je chráněn proti zničení IO, nikoli však výkonový tranzistor. Při zkratu bude

výkonový tranzistor určitě zničen. Abychom tomu předešli, použijeme zapojení podle obr. 14. Sériový odpor R_1 je dimenzován tak, aby úbytek na něm byl 0,65 V. Zvětší-li se výstupní proud, zvětší se i úbytek na tomto odporu nad danou velikost, otevře se tranzistor T_1 a při zkratu na výstupu se T_2 uzavře. V tomto zapojení se předpokládá, že se proud rozdělí mezi IO a vnější výkonový tranzistor. Toho lze dosáhnout správným stanovením odporů R_1 a R_2 . Výrobci doporučují rozdělit proud takto:

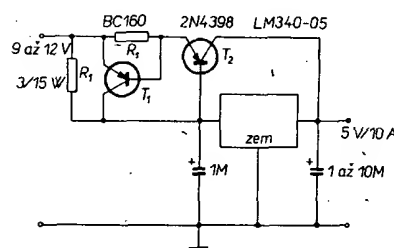
IO – 0,2 I_{celk} ,
výkonový tranzistor – 0,8 I_{celk} .
Je samozřejmé, že odpory R_1 a R_2 musí být předimenzovány z hlediska výkonové ztráty.

Chlazení integrovaných stabilizátorů napětí

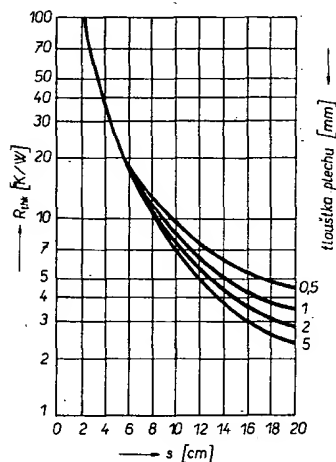
Jen ve vzácných případech se pro odvod tepla z čipu používá pouzdro IO. Častěji je IO přišroubován k plechu nebo na chladič, který převádí vzniklé teplo do okolí. Při montáži bez chladiče je teplotní odpor čipu 50 až 100 °K/W, přičemž odpor mezi čipem a pouzdem je 1 až 10 °K/W. Při použití chladičového plechu nebo chladiče se teplotní odpor pohybuje v rozmezí 1 až 100 °K/W.



Obr. 13. Zvětšení výstupního proudu stabilizátoru s pevným výstupním napětím



Obr. 14. Zvětšení výstupního proudu s elektronickou pojistkou



Obr. 15. Tepelný odpor hliníkového plechu v závislosti na tloušťce plechu a délce strany (čtvercový tvar)

Plochu potřebného chladiče pro provozní ztrátový výkon můžeme vypočítat z rovnice:

$$P_{celk} = \frac{U_{vst} - U_{vyst}}{I_z} + \frac{U_{vst}}{I_R}$$

kde U_{vst} je napětí na vstupu při plném zatížení,

U_{vyst} výstupní stabilizované napětí,

I_z maximální odebraný proud,

I_R klidový proud IO.

Pro teplotní odpor chladiče platí rovnice

$$R_{thk} = \frac{T_j - T_a}{P_{celk}} - R_{thg}$$

kde R_{thk} je tepelný odpor chladiče,

T_j teplota přechodu,

T_a teplota okolí,

P_{celk} celkový ztrátový výkon z předchozí rovnice,

R_{thg} tepelný odpor přechodu čip-pouzdro.

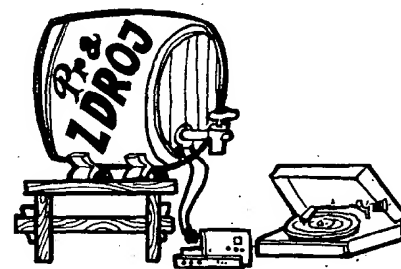
Plocha chladiče může být pro hliníkový plech určena z grafu na obr. 15. Křivky platí pro vertikální čtvercovitý bílý hliníkový plech s délkou strany s , se zdrojem tepla ve středu, bez dodatečného chlazení (např. větrákem). Je-li plech umístěn vodorovně, musíme vypočítanou plochu zvětšit o 30 %, při černém plechu ji můžeme o 30 % zmenšit. Můžeme použít i chladič z profilu (viz AR 9/74). Nesmí-li být společný bod IO spojen s šasi, použijeme izolační podložku, jejíž teplotní odpor musíme zahrnout do celkového teplotního odporu.

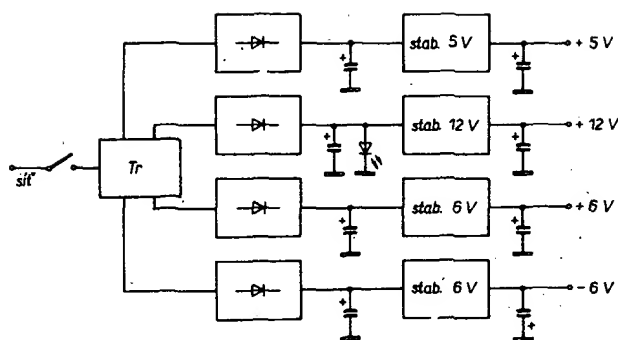
Nakonec několik připomínek ke konstrukci: vodiče, jimiž protékají velké proudy, musí být co nejtlustší a co nejkratší. Abychom se vyhnuli zemním smyčkám, spojíme zemní vodič se záporným pólem kondenzátoru C_L . Kondenzátory C_E a C_A musí být umístěny co nejbližší vývodům IO.

Firemní literatura Fairchild, NS, Motorola, SGS-ATES, ITT

Miniaturní napájecí zdroj se čtyřmi výstupními napětími

Při konstrukci různých obvodů jak digitálních, tak i analogových potřebujeme různá napětí. Jedno možné řešení univerzálního zdroje si dále popíšeme. Blokové schéma je na obr. 16. Čtyři sekundární napětí síťového transformátoru jsou usměrněna můstkovými usměrňovači a vyhlazena filtračními kondenzátory, čímž je zaručeno, že se tato čtyři napětí vzájemně neovlivňují. Čtyři integrované obvody s konstantním výstupním napětím tato čtyři napětí stabilizují a zároveň chrání zdroj proti zkratu a tepelnému přetížení. Pro záporné napětí –6 V byl použit stejný IO jako pro napětí +6 V, protože cena IO řady 78... je podstatně nižší, než cena IO 79..., určených ke stabilizaci záporných napětí.





Obr. 16. Blokové zapojení malého napájecího zdroje

Usměrňovače a filtrační (nabíjecí) kondenzátory

K usměrnění střídavého napětí se používají můstkové usměrňovače, aby byly využity obě půlky střídavého napětí (obr. 17). Ze čtyř diod je vždy vodivý jen jeden pár diod: při kladné půlce diody D_1 a D_2 , při záporné půlce D_3 a D_4 . Kondenzátor C_L plní funkci paměti a filtruje usměrněné pulsuující napětí (obr. 18). Napětí na kondenzátoru se mění, je-li zátěží odebírán proud. Kondenzátor se nabíjí tehdy, je-li usměrněné napětí větší než okamžitá velikost napětí na kondenzátoru. Při daném kmitočtu je zvlnění napětí na kondenzátoru závislé na jeho kapacitě a na vybíjecím proudu, tj. na proudu, odebíraném zátěží.

V popisovaném zdroji musíme pro správnou funkci IO zajistit minimální vstupní napětí IO, tj. musíme určit optimální poměr mezi kapacitou filtračního kondenzátoru, vznikajícím zvlněním usměrněného napětí a zatěžovacím proudem. Musíme-li např. vzhledem k omezenému prostoru použít kondenzátor s malou kapacitou, musíme zvětšit sekundární napětí transformátoru, aby se výstupní napětí při zatížení nezměnilo pod určitou minimální velikost; větší úbytek napětí na IO však vede k většímu ztrátovému výkonu, což není vždy žádoucí. Optimum závisí tedy na číselných, které nemůžeme určit přímo. Je však jasné, že ztrátový výkon IO je závislý i na kapacitě filtračního kondenzátoru.

Určení kapacity filtračního (nabíjecího) kondenzátoru

Za jednoduchého předpokladu, že je výstupní proud zdroje, tekoucí do zátěže, konstantní, a střídavé napětí na sekundě sinusové, lze kapacitu C kondenzátoru určit z rovnice:

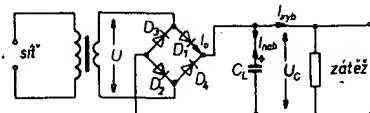
$$C = \frac{I_{\max}}{U_{\max}} \frac{\arccos(-k)}{2\pi f(1-k)},$$

kde I_{\max} je maximální proud usměrňovačem, U_{\max} maximální napětí na kondenzátoru.

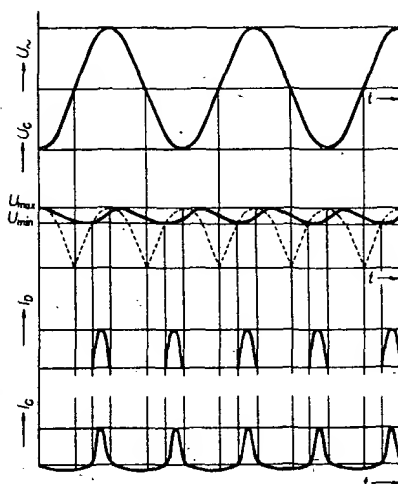
U_{\max} lze vypočítat násobením sekundárního napětí $\sqrt{2}$, výsledek se pak zmenší o úbytek

Tab. 3. Údaje pro výpočet filtračního (nabíjecího) kondenzátoru a ztrát

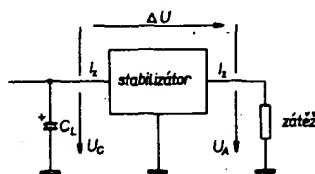
k	M	M_{rel}	N
0,4	7,4	0,4	0,42
0,5	9,4	0,5	0,35
0,6	12,5	0,7	0,28
0,7	17,6	1,0	0,21
0,8	28,1	1,6	0,14
0,9	60,5	3,4	0,07
0,95	127,1	7,2	0,04



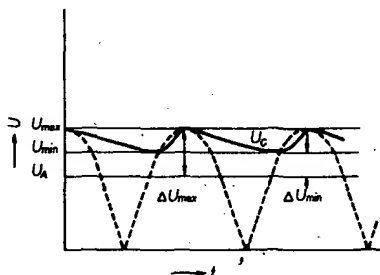
Obr. 17. Můstkový usměrňovač



Obr. 18. Časový průběh střídavého napětí, napětí na kondenzátoru, proudu diodami a kondenzátorem



Obr. 19. Ztrátový výkon stabilizátoru se mění na teplo



Obr. 20. Průběh napětí v zapojení podle obr. 19

U_D na diodách (úbytek v propustném směru při maximálním proudu):

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_{\text{ef}} - 2 U_D.$$

Je-li $U_D = 0,7$ V, platí přibližně

$$U_{\max} = \sqrt{2} (U_{\text{ef}} - 1).$$

Při výpočtu uvažujeme síť o kmitočtu $f = 50$ Hz. Číselník k zahrnuje „zvlnění“ napětí U_C na nabíjecím kondenzátoru (obr. 18); k můžeme uvažovat jako poměr mezi maximálním a minimálním napětím na kondenzátoru

$$k = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}.$$

Dosažením do původního vztahu pro C dostaneme

$$C = 2,25 \frac{I_{\max}}{U_{\text{ef}}} \frac{\arccos(-k)}{(1-k)} [\mu\text{F}; \text{mA}, \text{V}].$$

Stanovíme-li, že

$$M = 2,25 \frac{\arccos(-k)}{(1-k)},$$

pak můžeme z tab. 3 určit tři veličiny, C , I nebo U :

$$C = M \frac{I_{\max}}{U_{\text{ef}}}.$$

Abyste napětí na nabíjecím kondenzátoru nebylo menší než střídavé sekundární napětí transformátoru, musí být $k = 0,7$. Dosadíme-li $M = 1$, pak dostaneme rychle přehled o vlivu kapacity kondenzátoru na zvlnění. Abychom zmenšili zvlnění z $k = 0,7$ na $k = 0,8$, potřebujeme zvětšit kapacitu kondenzátoru o 60 % při daném zatěžovacím proudu. Naopak při použití kondenzátoru s kapacitou o 30 % menší je číselník $k = 0,6$. V tab. 3 ve sloupci M_{rel} je zřejmá tato závislost. Za těchto podmínek musíme počítat se zvětšeným ztrátovým výkonem a optimálně dimenzovat chladič.

Vzniklý ztrátový výkon

Na vstupu stabilizátoru je vždy větší napětí než na výstupu a proud tekoucí IO způsobuje ztráty P_z , které jsou úměrné danému proudu I_z a rozdílu napětí ΔU (obr. 19). Tyto ztráty se přeměňují na teplo, které musí být odvedeno chladičem. Při zatížení se nesmí napětí na vstupu zmenšit pod U_{\min} . Napětí U_{\min} je závislé na typu IO; u obvyklých typů je asi o 2,5 V větší než U_{vst} (obr. 20). Ztrátový výkon při ΔU_{\min} je:

$$P_{z1} = (U_{\min} - U_{\text{vst}}) I_z = \Delta U_{\min} I_z.$$

K tomuto ztrátovému výkonu je nutné připočítat další ztrátový výkon, vzniklý při změně U_{\max} na U_{\min} – ten je větší než při U_{\min} . Tento výkon P_{z2} je tím menší, čím menší je zvlnění na nabíjecím kondenzátoru

$$P_{z2} = U_{\text{ef}} I_z \frac{(1-k)}{1,4}$$

Položíme-li

$$N = \frac{1-k}{1,4}$$

(různá N jsou uvedena v tab. 3), můžeme P_{z2} snadno spočítat

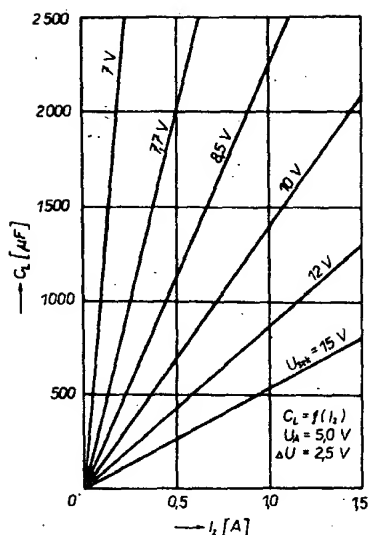
$$P_{z2} = N U_{\text{ef}} I_z.$$

$$\text{Celkový ztrátový výkon } P_z \text{ je}$$

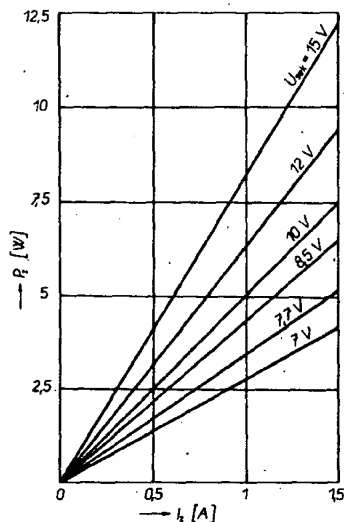
$$P_z = P_{z1} + P_{z2}.$$

Pro přehlednost jsou na obr. 21 a 22 nakresleny závislosti pro výstupní napětí 5 V

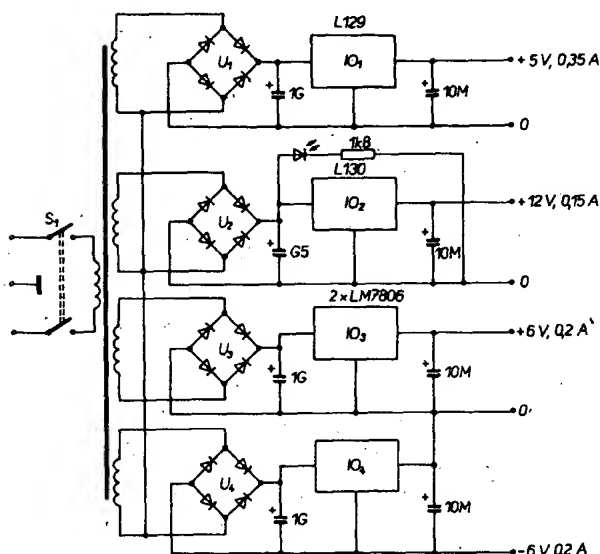




Obr. 21. Diagram k určení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru



Obr. 22. Diagram ztrátového výkonu



Obr. 23. Zapojení malého stabilizovaného zdroje

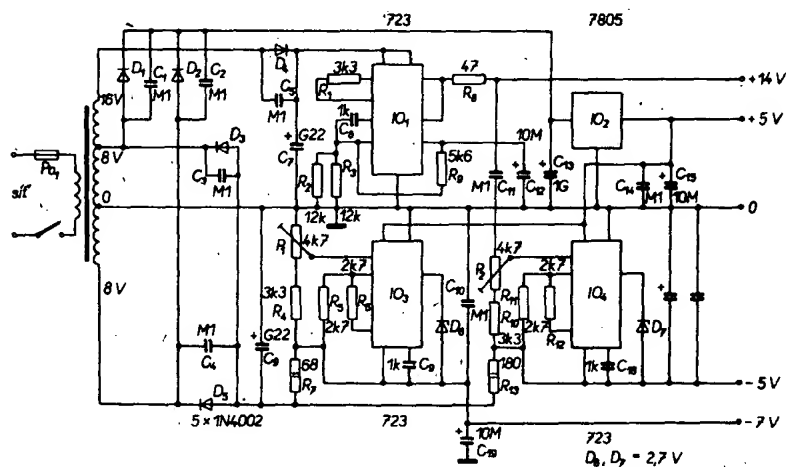
a pro úbytek 2,5 V na IO. Pro jiná napětí je nutno potřebné údaje vypočítat a dané průběhy zkonstruovat.

Celkové zapojení popisovaného univerzálního napájecího zdroje je na obr. 23. Je zřejmé, že svítivá dioda slouží jako indikátor zapnutí. Kondenzátory na výstupu IO zlepšují stabilitu zapojení. Proudů uvedené v zapojení na obr. 23 platí jen pro jedno výstupní napětí. Celkový stejnosměrný výkon zdroje může být asi 3,5 W.

Funkschau č. 21/1976

Napájecí zdroj s IO 723 a 7805 s regulovaným výstupním napětím

Obvody např. s operačními zesilovači je třeba napájet obvykle několika napájecími napětími; odebíraný proud je obvykle malý. Zapojení na obr. 24 poskytuje čtyři napětí: +14 V (15 mA), +5 V (300 mA), -5 V (50 mA) a -7 V (50 mA). Kladná napětí jsou stabilizována obvyklým způsobem, takže není zapotřebí žádného dalšího vysvětlení funkce.



Obr. 24. Napájecí zdroj s regulovatelným výstupním napětím

Pro stabilizaci záporných napětí by bylo možné použít IO, které jsou však mnohem dražší než obvody pro stabilizaci kladných napětí. V daném zapojení je IO 732 použit ne jako sériový, ale jako paralelní stabilizátor. Při paralelním zapojení stabilizátoru je z transformátoru odebrán konstantní výkon,

nezávisle na zatížení výstupu. Účinnost tohoto zapojení je přirozeně menší než při sériovém zapojení. V našem případě je maximální výstupní proud 60 mA. Záporné napětí můžeme nastavit na požadovanou velikost potenciometry P₁ a P₂. Všechny výstupy jsou odolné proti zkratu. Proud kladných napětí je omezen IO. Zkratový proud záporných napětí je omezen odpory R₇ a R₁₃. Jejich ztrátový výkon je 2 W.

Elektronika č. 79-80/1977

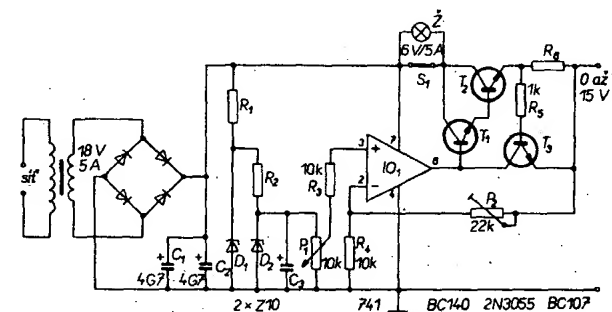
Jednoduchý stabilizovaný síťový zdroj 0 až 15 V/5 A

Ve zdroji na obr. 25 můžeme snadno měnit výstupní napětí v rozsahu 1 až 15 V. Dvě Zenerovy diody D₁, D₂ zlepšují činitel stabilizace. Teplotní drift je velmi malý a je dán Zenerovou diodou s U_Z = 5,6 V. Po zapnutí zdroje se výstupní napětí zvětšuje exponenciálně (τ = 1 kΩ · C₃). Při C₃ = 1000 μF je doba nárůstu výstupního napětí 1 s. Potenciometrem P₁ nastavujeme výstupní napětí a potenciometrem P₂ maxi-

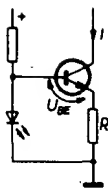
mální výstupní napětí (15 V). Tranzistor T₃ spolu s odporem R₆ určují maximální výstupní proud. Odpor R₆ můžeme vypočítat z rovnice

$$R_6 = \frac{0,7}{I_{\max}}$$

pro proud I_{max} = 5 A je R₆ = 0,14 Ω. Nahradíme-li R₆ drátovým potenciometrem, můžeme omezení proudu měnit průběžně. Ztrátový výkon tranzistorů T₁ a T₂ je při malém výstupním napětí a velkém proudu velký, proto musíme chladit pro tyto tranzistory příslušně navrhnut. Při malých výstupních napětích rozpojením spínače S₁ a zapojením žárovky můžeme tento ztrátový výkon zmen-



Obr. 25. Zapojení stabilizátoru 0 až 15 V/5 A



Obr. 30. Svítivá dioda jako zdroj referenčního napětí

o $1,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, tzn., že $T_K = 1,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Toho můžeme využít při konstrukci teplotně nezávislého zdroje konstantního proudu (obr. 30). Teplotní součinitel T_K diody LED a přechodu emitor-báze tranzistoru je stejný, takže se vzájemně kompenzuje. Kolektorový proud je dán vztahem

$$I = \frac{I_{\text{LED}} - U_{\text{BE}}}{R}$$

Úbytek na LED bývá různý a proto pro přesné nastavení nahradíme odpor R potenciometrem.

Elektr. č. 79-80/77

Nabíječe niklokadmiových akumulátorů

Obvyklé nabíjení akumulátorů NiCd konstantním proudem zkracuje podstatně dobu jejich života. Tu lze podstatně prodloužit, použijeme-li nabíječ s omezením proudu a odpojíme-li zdroj nabíjecího proudu při dosažení jmenovitého napětí akumulátoru.

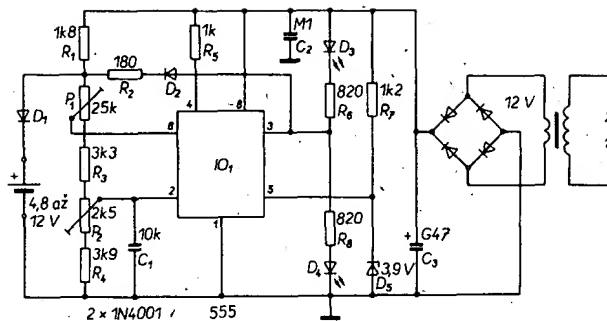
Obvod na obr. 31 splňuje tyto požadavky a je navržen pro akumulátory $1,2 \text{ V}/450 \text{ mAh}$. Pro každý akumulátor potřebujeme jeden obvod v čárkovaném rámečku.

Schmittův klopný obvod SN74132 se překlápí při dvou úrovních, které jsou teplotně kompenzované. Vyšší úroveň je $1,7 \text{ V}$, spodní úroveň $0,9 \text{ V}$. Aby maximální napětí při nabíjení nepřekročilo úroveň $1,45 \text{ V}$, je možné tuto mez nastavit potenciometrem P_1 . Výstupní signál TTL řídí přes odporový dělič R_4/R_5 zdroj konstantního proudu S_1 , který dodává proud asi 48 mA . Dioda D_1 svítí během nabíjení akumulátoru. Při maximálním napětí $1,45 \text{ V}$ se Schmittův klopný obvod překlápí, dioda D_1 zhasne a tím je nabíjení skončeno. Akumulátor je pak dobíjen vstupním proudem SN74132 ($0,5 \text{ mA}$), kterým se kompenzuje samovybíjení. Po zasunutí článku NiCd do nabíječky je nutno stisknout spínací tlačítko S_1 .

Napáječ je možno použít jen jeden pro několik řídicích obvodů. Změnou odporu R_1 ($5,6 \Omega$), R_2 (12Ω), T_1 (2N2904) je možné nabíjet i články NiCd $1,2 \text{ V}/1,5 \text{ Ah}$ proudem 150 mA .

Druhý typ nabíječe s automatikou je na obr. 32. Nabíječ je určen pro standardní články NiCd, může být však použit i pro akumulátory NiCd se sintrovanými elektro-

Obr. 32. Nabíječ akumulátorů NiCd s automatikou



dami, upravíme-li odpory R_1 a R_2 podle požadavků výrobce akumulátorů na nabíjecí proud.

Diody D_3 a D_4 signalizují zapnutí a vypnutí automatiky. Nabíjení je skončeno, dosáhne-li napětí akumulátoru dané velikosti. Toto kritérium platí jen tehdy, je-li v poslední fázi nabíjení teplota všech článků akumulátoru stejná. Je-li Zenerova dioda D_5 v teplem kontaktu s akumulátorem, je teplotní vliv částečně kompenzován. Při velkých změnách okolní teploty musíme proud znovu nastavit potenciometrem P_1 .

Integrovaný obvod 555 má dva vstupy. Zvětší-li se napětí na vývodu 6 nad Zenerovo napětí na vývodu 5, pak výstupní napětí na vývodu 3 bude nulové. Zvětší-li se opět výstupní napětí, pak napětí na druhém vstupu (vývod 2) se zmenší asi na polovinu Zenerova napětí. Potenciometrem P_1 můžeme nastavit napětí, které charakterizuje stav nabití, potenciometrem P_2 nastavujeme spodní hranici, kdy nabíječ začne znovu fungovat. Odpor R_1 je nastaven malý proud, kterým kompenzujeme samovybíjení akumulátoru. Odpor R_2 musí být nastaven tak, aby se zapojila automatika při nabitých akumulátorech. Odpory R_1 a R_2 v obr. 32 jsou určeny pro akumulátor $4,8 \text{ V}/0,5 \text{ Ah}$. Při jiném typu akumulátoru musíme odpory upravit. Potenciometrem P_1 nastavujeme horní úroveň napětí při nabíjení (P_2 nastavíme jen jednou!). Odpor R_2 , jímž nastavujeme nabíjecí proud, lze vypočítat z rovnice:

$$R_2 = \frac{16 \text{ V} - U_{\text{akum}}}{I_{\text{nab}}}$$

Pro daný IO je maximální nabíjecí proud 200 mA , jinak může být IO zničen.

Máme-li k dispozici regulovatelný síťový zdroj, pak můžeme P_1 a P_2 nastavit následujícím způsobem: na výstupu síťového napáječe zapojený sériový omezovací odpor nebude připojen na akumulátor, nýbrž na automat; na výstupních svorkách musí být napětí. Síťový napáječ je nastaven na požadované vypínací napětí; P_1 bude nakonec nastaven tak, aby se rozsvítla dioda D_3 . Potenciomet-

rem P_2 nastavíme požadované zapínací napětí a to tak, aby se rozsvítla dioda D_4 ; zmenší-li se napětí síťového napáječe. Při špatném nastavení P_2 je obvod nestabilní. *Elektr. č. 79-80/77*

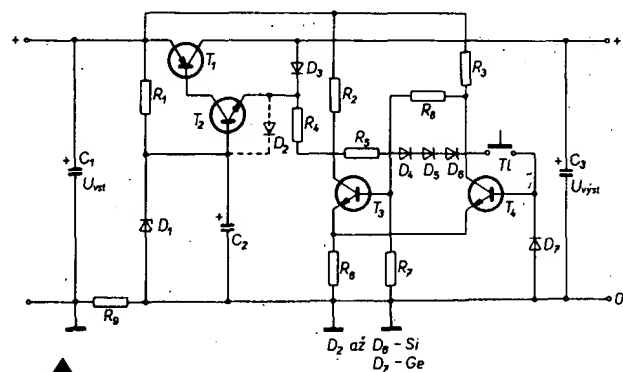
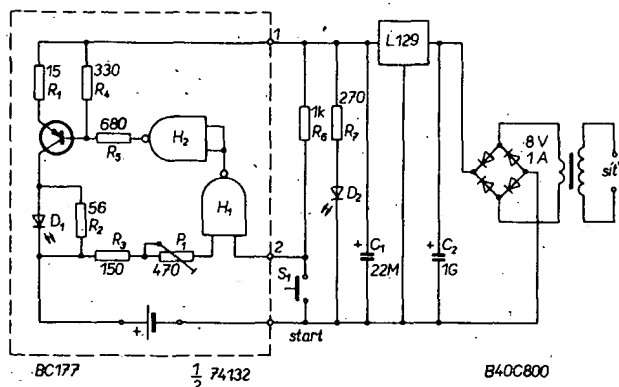
Schmittův klopný obvod s pamětí

Z praxe je známo mnoho obvodů, které po dosažení nastavené vstupní úrovně přepnou a zůstávají v „přepnutém“ stavu. Obvyklý Schmittův klopný obvod můžeme rozšířit o paměť. Aplikaci takového klopného obvodu si vysvětlíme popisem funkce tohoto obvodu, zapojeného jako elektronická pojistka v sériovém stabilizátoru. Funkce sériového stabilizátoru je známá a proto se ji nebudeme zabývat.

Tranzistory T_3 , T_4 na obr. 33 jsou zapojeny jako klopný obvod, který chrání stabilizátor při přetížení nebo zkratu. Oproti obvyklému zapojení se klopný obvod liší zpětnovazební větvi a diodou D_7 . Obvod je řízen úbytkem napětí na odporu R_9 . Dioda D_7 odděluje zátěž od zpětnovazební větve, v níž jsou zapojeny přes odpor R_5 spínač S_1 a diody D_4 , D_5 , D_6 . Je-li na klopný obvod při přetížení nebo zkratu přivedeno větší napětí z odporu R_9 , pak se klopný obvod překlápí. Aby stabilizátor fungoval, musíme sepnout S_1 . Diody D_4 , D_5 , D_6 kompenzují saturační napětí U_{CE} tranzistoru T_3 a úbytek napětí na odporu R_6 . Počet diod je závislý na napájecím napětí a na návrhu klopného obvodu (přip. Zenerovy diody).

Sepne-li klopný obvod při přetížení, tzn. uzavře-li se T_3 , takže napětí na emitoru T_2 je větší než napětí U_{ref} , uzavrou se i tranzistory T_1 a T_2 . Dioda D_3 odděluje zátěž od klopného obvodu. Omezení proudu má proti elektrické pojistce tu nevýhodu, že při zkratu je celý výkon zdroje „spotřebován“ výkonovým tranzistorem, který musí být navržen pro odpovídající ztrátový výkon. Jestliže stlačíme tlačítko T_1 a zdroj je ještě přetížen, klopný obvod zakmitne, aniž se zničí tranzistor T_1 . Úbytek napětí na odporu R_6 se na výstupu neuplatní. Dioda D_2 je nutná, aby nebylo

Obr. 31. Nabíječ akumulátorů NiCd

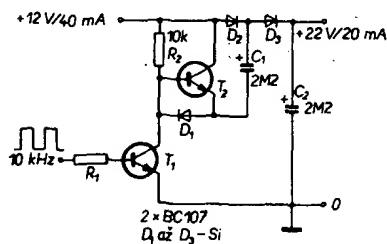


Obr. 33. Elektronická pojistka s pamětí pro sériový stabilizátor napětí

překročeno napětí U_{EB} tranzistoru T_2 , je-li rozdíl napětí mezi U_{vst} a referenčním napětím Zenerovy diody D_1 větší než $U_{EB\max}$. Pro křemíkové tranzistory je $U_{EB\max} = 5$ až 7 V podle typu tranzistoru.
Radio, Fernsehen, Elektronik č. 13/77

Zdvojovač stejnosměrného napětí

Zapojení na obr. 34 umožňuje získat zhruba dvojnásobné stejnosměrné napětí, než je napětí napájecí. Na vstup tranzistoru T_1 je přivedeno napětí obdélníkovitého průběhu s potřebnou amplitudou, aby se T_1



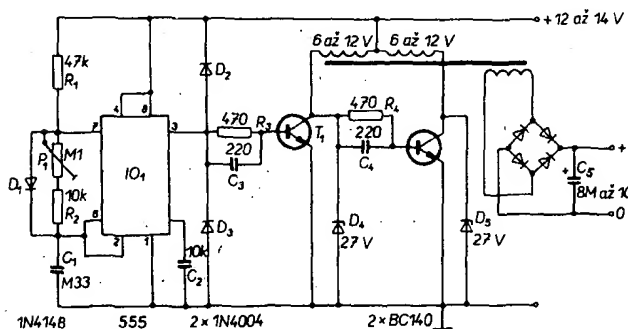
Obr. 34. Zdvojovač napětí

otevřel. Když T_1 vede, nabije se kondenzátor C_1 přibližně na velikost napájecího napětí. Zavře-li se T_1 , začne vést T_2 ; kondenzátor C_2 , nabitý na napájecí napětí, bude dobíjen jen při sériovém propojení s kondenzátorem C_1 . Během jedné periody napětí obdélníkovitého průběhu se kondenzátor C_2 nabije zhruba na dvojnásobek napájecího napětí. Volba odporu R_1 (asi 1 k Ω) závisí na amplitudě vstupního signálu.
Firemní literatura RCA

Měnič napětí

Měnič napětí na obr. 35 může být použit pro napájení zářivky malého výkonu, fotografického blesku nebo síťového holicího strojeku.

IO₁ je zapojen jako astabilní multivibrátor. Paralelně k obvodu P_1 , R_2 je připojena dioda D_1 , která symetrizuje obdélníkovitý signál na výstupu IO₁. Toho nemusí být vždy dosaženo, neboť potenciometrem P_1 nastavujeme jak střidu, tak i kmitočet. Chceme-li měnič použít pro pohon motoru holicího strojku, pak musíme nastavit kmitočet přibližně 50 Hz. Kondenzátor C_1 má v tomto případě kapacitu 0,33 μ F. Pro zářivku a fotoblesk může být tento kmitočet vyšší. Doporučený kmitočet je 250 Hz – kondenzátor C_1 má pak kapacitu 56 nF. Kromě jiného je možno při tomto kmitočtu pomocí fotoblesku nastavovat zapalování u automobilu (vy-



užit jej jako stroboskopu). Blesk připojíme paralelně ke kondenzátoru C_3 s kapacitou 8 až 16 μ F. Pro vlastní funkci fotoblesku musí být kapacita kondenzátoru větší.

Pro zářivku a fotoblesk je vhodné, aby výstupní napětí bylo o něco větší než 220 V. Pro holicí strojek použijeme transformátor se sekundárním napětím 2×12 V a pro zářivku a fotoblesk se sekundárním napětím 2×8 V.

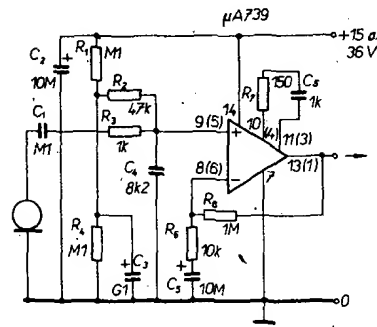
Holicí strojek a zářivku můžeme připojit přímo za usměrňovač (minimálně 500 V, 100 mA). Kondenzátor C_3 potřebujeme jen při napájení fotoblesku.

Výstupní výkon měniče napětí závisí na typu tranzistoru a velikosti transformátoru. Při použití tranzistoru s větším výkonem musíme upravit R_3 a R_4 . IO 555 má maximální výstupní proud 100 mA!
Elektor č. 79–80/77

Nf technika

Předzesilovač pro stereofonní mikrofon

Na obr. 36 je zapojení jednoho kanálu předzesilovače s IO μ A739 pro stereofonní dynamický mikrofon. Odpor R_1 a R_4 tvoří dělič napětí, který na neinvertující vstup vytváří potenciál rovný polovině napájecího napětí. Tento dělič je společný pro oba kanály. Napětí na neinvertující vstup je přivedeno ze společného bodu R_1 , R_2 a R_4 přes odpor R_2 . Čísla v závorkách jsou čísla vývodů IO pro druhý identický kanál. Obvod R_3 , C_1 je dolní propust, takže vysokofrekvenční signály, které se indukují na přívodním kabelu, se potlačí. Obvod R_5 , C_2 tvoří článek RC, jeho prvky jsou voleny tak, aby se při zesílení asi 40 dB nemohl zesilovač rozkmitat. Vstupní impedance zesilovače je 47 k Ω , běžný dynamický mikrofon není tedy zesilovačem zatěžován, což se projeví dobrým poměrem signál-šum. Vstupní impedance je řádově stovky ohmů. Maximální výstupní špičkové napětí může být pouze o 1 V



Obr. 36. Mikrofonní zesilovač s IO μ A739

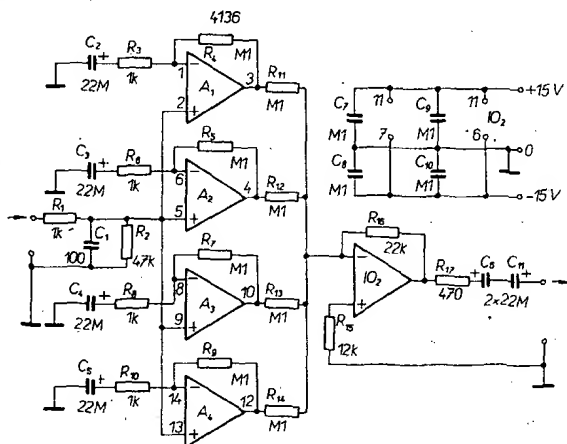
menší, než napětí napájecí. Kmitočtový rozsah předzesilovače je 20 Hz: až 20 kHz (–3 dB) a bez dolní propusti je horní mezní kmitočet 80 kHz.
Elektor č. 55–56/77

Zmenšení vnitřního šumu předzesilovačů

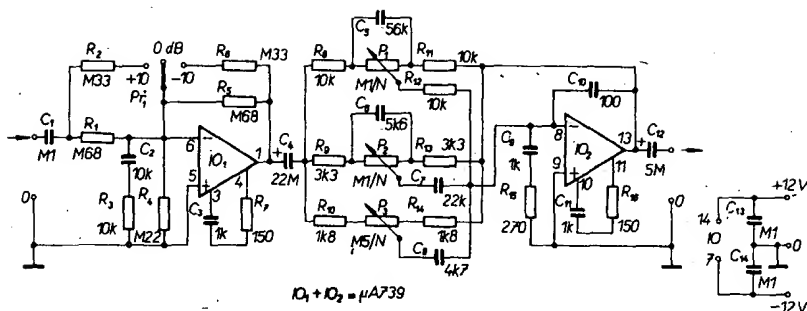
Při návrhu předzesilovačů s malým šumem vycházíme z následující úvahy. Přivádíme-li na vstup n identických zesilovačů signál a sečteme-li výstupní napětí, dostaneme na výstupu aritmetický součet užitečných signálů a geometrický součet šumových napětí jednotlivých zesilovačů. Z toho vyplývá, že šum se zlepšuje se zvětšováním \sqrt{n} . V zapojení na obr. 37 jsou zapojeny čtyři operační zesilovače (RC4136 fy Raytheon), takže šum na výstupu se zmenší na polovinu (zlepšení o 6 dB). Signály na výstupu se sčítají v dalším operačním zesilovači (μ A741). Celkové zesílení obvodu na obr. 37 je 100, tj. 40 dB. Při měření bylo zjištěno, že šum na výstupu je 60 μ V, takže vstupní šum je 0,6 μ V. Předzesilovač byl měřen při zkráceném vstupu v kmitočtovém pásmu 10 Hz až 15 kHz. Šum daného systému je lepší než u speciálního IO LM381. Uvedeného způsobu zapojení může být využito pro mikrofonní předzesilovač nebo pro předzesilovač magnetické vložky do přenosky.
Elektor č. 79–80/77

Předzesilovač pro kytarový snímač

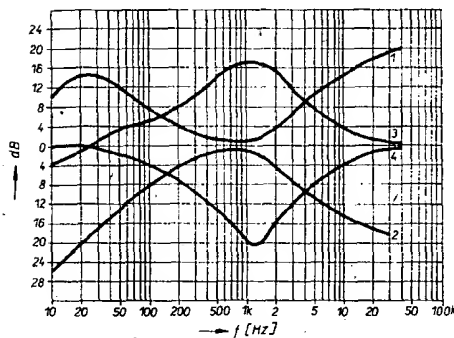
Jen s jedním IO a několika součástkami můžeme realizovat předzesilovač pro kytarový snímač (viz obr. 38). Na vstupu je zapojen zesilovač, jehož zesílení můžeme měnit po skocích: –10 dB, 0 dB, +10 dB. To umožňuje připojit k předzesilovači i snímač, který má malou citlivost. Za tímto zesilovačem je zapojen třinásobný korektor tónů, kterým lze upravit kmitočtový průběh kytarového snímače (viz obr. 39). Vzhledem k tomu, že zesílení korektoru je měnitelné přepínačem Pf_1 , může poměrně snadno vzniknout vazba mezi reproduktorem a kytarou, zejména pohybuje-li se kytarista v blízkosti reproduktoru. Tohoto, mezi hudebníky oblíbeného efektu, nazývaného „zpívající kytara“, je se zapojením podle obr. 38 možno dosáhnout již při vyzářených výkonech kolem 20 W. Obvod R_3 , C_2 potlačuje zákmity na vstupu, které vznikají při zpětné vazbě mezi reproduktorem a kytarou. Zapojení na obr. 38 lze použít i jako korekční zesilovač pro zesilovače Hi-Fi. Zapojení má velmi dobrou odezvu na impuls pravouhlého průběhu. Potlačení a zdůraznění kmitočtů při jednotlivých polo-



Obr. 37. Obvod zmenšující šum předzesilovačů



Obr. 38. Předzesilovač pro kytarový snímač

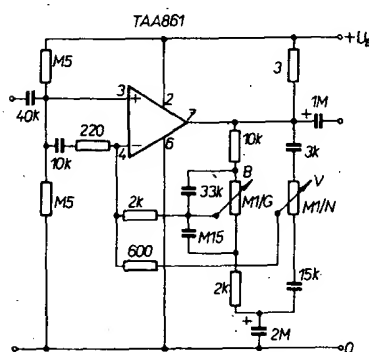


Obr. 39. Charakteristika korektoru z obr. 38 (1 – basy, výšky max., střed ve stř. poloze, 2 – basy, výšky min., 3 – střed max., 4 – střed min.)

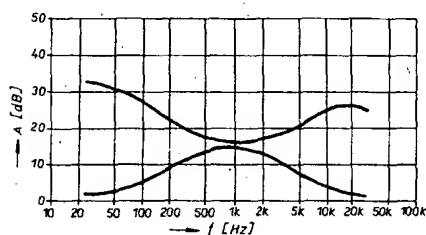
hách potenciometrů je zřejmé z obr. 39. *Elektr. č. 79–80/77*

Korekční zesilovač

Na obr. 40 je zapojení korekčního zesilovače s operačním zesilovačem TAA861 (přibližně MAA741). Vstupní dělič ($2 \times 0,5 \text{ M}\Omega$) na neinverující vstup je spojen s výstupem přes kmitočtově závislou zpětnou vazbu. Stejnoseměrné zesílení je rovno 1.



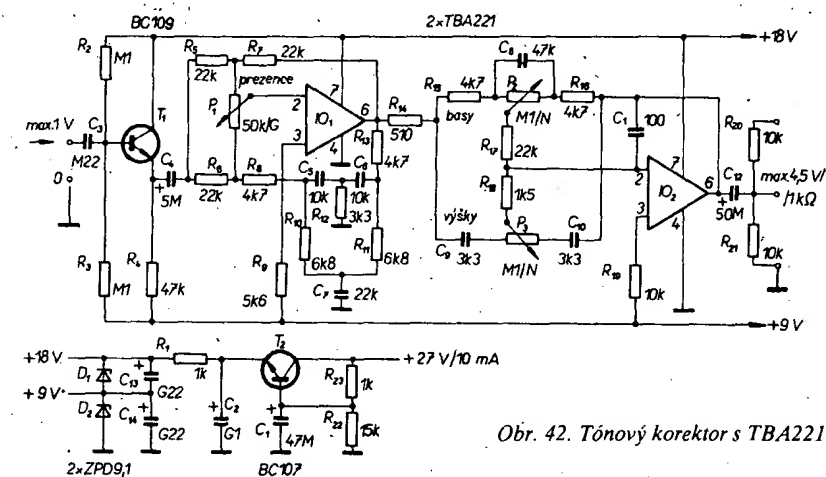
Obr. 40. Korekční předzesilovač s TAA861



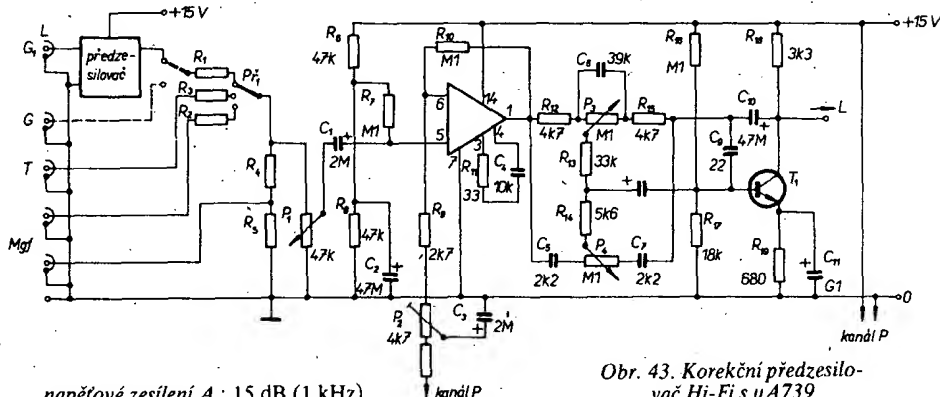
Obr. 41. Kmitočtová charakteristika předzesilovače z obr. 40

Obvod RC 10 nF, 220 Ω je nutný pro kmitočtovou kompenzaci IO. Tento obvod zmenšuje vstupní impedanci zesilovače asi na 100 k Ω . Kmitočtový průběh můžeme nastavit potenciometry V a B. Samotný korektor je zapojen jako pasivní. Kondenzátor 2 μF je nutný, aby nebyl výstup propojen stejnosměrně se zemí, čímž by bylo výstupní napětí nesouměrné. Regulace kmitočtu ve zpětné vazbě způsobuje, že šum i zkreslení jsou konstantní v celém přenášeném kmitočtovém pásmu. Na obr. 41 je kmitočtový průběh korekčního zesilovače. Parametry zesilovače jsou následující:

napájecí napětí U_B : 15 V,



Obr. 42. Tónový korektor s TBA221



Obr. 43. Korekční předzesilovač Hi-Fi s μA739

napěťové zesílení A_v : 15 dB (1 kHz),
vstupní odpor R_{vst} : >80 k Ω ,
zkreslení k : <0,5 % (při $U_{\text{vst ef}} = 2,4 \text{ V}$),
<4 % (při $U_{\text{vst ef}} = 3,5 \text{ V}$).
Siemens Schaltungsbeispiele 1970

Předzesilovač s tónovými korekcemi

Na obr. 42 je zapojení předzesilovače s tónovými korekcemi. Na vstupu zesilovače je zapojen tranzistor T_1 jako emitorový sledovač. Signál z emitoru tranzistoru T_1 je veden přes zpětnovazební korekční obvod

tvary dvojitého T na invertující vstup IO₁ (možno použít MAA741). Kmitočtet zdůraznění zesílovaného signálu je 2,5 kHz. Potenciometrem P₁ je možno měnit velikost zpětné vazby a tím i zdůraznění kmitočtu 2,5 kHz až o +15 dB. Tento obvod se nazývá „prezenc“ a slouží ke zlepšení srozumitelnosti řeči. Na výstup obvodu „prezenc“ je připojen zpětnovazební regulátor výšek a hloubek. Regulace hloubek a výšek je vzájemně nezávislá. Předpětí pro neinverující vstupy je získáno rozdělením napájecího napětí ze zdroje dvěma stejnými Zenérovými diodami. Regulace výšek je $\pm 17 \text{ dB}/15 \text{ kHz}$ a hloubek $\pm 20 \text{ dB}/30 \text{ Hz}$. Zesílení předzesilovače je rovno 1, vstupní odpor je 50 k Ω a maximální vstupní napětí je 0,7 V. *Katalog Radio RIM*

Korekční předzesilovač Hi-Fi

Na obr. 43 je zapojení kvalitního zesilovače s tónovými korekcemi. Podstatnou část zesílení obstarává IO $\mu\text{A}739$. V tomto IO jsou dva stejné operační zesilovače s malým šumem, které jsou vhodné jako předzesilovače pro stereofonní zesilovač. Zesílení stupně je určeno poměrem odporů R_9 , R_{10} a P_2 . Signál je ke vstupu připojen přes třípolohový přepínač, vstupní signál k předzesilovači lze přivést z tuneru, gramofonu a magnetofonu. Čtvrtý konektor je zapojen jako monitor a je

určen pro spojení s magnetofonovým vstupem při nahrávání. Je-li v gramofonu použita magnetická přenoska, je třeba použít na vstupu tohoto předzesilovače další předzesilovač.

Maximální citlivost vstupu „tuner“ je 35 mV pro plné vybuzení, vstupní odpor je

Tab. 4. Odporů pro úpravu vstupního napětí

R_1 až R_3 [kΩ]	Vstupní citlivost [mV]	Vstupní odpor [kΩ]
0	35	22
22	70	44
39	100	61
82	180	100
180	300	200

Tab. 5. Závislost výstupního napětí na výstupu „monitor“ na R_4 , R_5

R_4 [kΩ]	R_5 [kΩ]	Výstupní napětí [mV]	Výstupní odpor [kΩ]
47	4,7	3,5	4,7
47	2,2	1,7	2,2

22 kΩ. Z tab. 4 vyplývá, že volbou odporů R_1 až R_3 můžeme přizpůsobit vstupní napětí zdroje signálu vstupní citlivosti zesilovače. Pak při přepnutí na různé zdroje signálu nemusíme regulovat hlasitost. Z této tabulky je rovněž zřejmé, že vstupní odpor pro krystalovou přenosku je na spodní hranici použitelných hodnot, aniž by došlo k podstatnému zhoršení kvality nahrávky. V tab. 5 je vzájemná závislost mezi odpory R_4 , R_5 a výstupním napětím na konektoru „monitor“. Výrobci magnetofonů uvádějí v technických parametrech vždy vstupní citlivost a vstupní odpor magnetofonu. Odpory R_4 a R_5 musíme, volit vždy tak, aby jmenovitá vstupní citlivost magnetofonu byla rovna výstupnímu napětí na výstupu „monitor“. Výstupní odpor na výstupu monitor musí být stejný nebo menší než vstupní odpor magnetofonu. Potenciometr P_1 slouží jako regulátor hlasitosti, P_2 je regulátor balance, P_3 a P_4 slouží jako regulátory hloubek a výšek. Rozsah regulace P_3 a P_4 je ± 15 dB na 50 Hz a 15 kHz. Předzesilovač má tyto parametry:

max. vstupní citlivost: 35 mV/22 kΩ,
výstupní napětí monitoru: 3,5 mV/4,7 kΩ,
rozsah tónových korekcí: ± 15 dB při 50 Hz a 15 kHz,
výstupní napětí: 0,7 V.
Elektronika č. 48/1977

Stereofonní směšovací pult s obvodem MOS

S integrovaným obvodem U105 a dvojitým tranzistorem MOS-FET SMY51 z NDR můžeme zkonstruovat stereofonní směšovací pult pro tři zdroje signálu, který můžeme v domácím studiu použít např. pro míchání signálu z tuneru, gramofonu a magnetofonu (viz obr. 44).

Zdroje signálu jsou připojeny na svorky A_{L1} až A_{L3} a A_{P1} až A_{P3} . Vstupní napětí regulujeme potenciometry na vstupu. Při použití tandemových potenciometrů můžeme regulovat současně úroveň v obou kanálech. Na běže těchto potenciometrů připojený kondenzátor (MP) určuje dolní mezní kmitočet směšovacího pultu. Při použití kondenzátoru 2 μ F jsou přeneseny i pravoúhlé impulsy nízkých kmitočtů bez znetelného zkreslení. Děličem napětí je nastaven pracovní bod pro každý jednotlivý kanál. Integrovaným obvodem U105D jsou sečteny signály v pravém a levém kanálu. Potenciometry L a P řídíme hlasitost smíšených signálů. Těchto potenciometrů je možno využít i jako regulátorů balance. Tranzistor SMY51 vyrovnává ztráty zesílení při směšování signálů. Zesílení je větší než jedna a je omezeno šumem tranzistorů MOSFET. Pro optimální nastavení pracovního bodu SMY51 můžeme některý z odporů děliče nahradit odporovým trimrem. Výstupy B_L a B_P jsou připojeny na vstup zesilovače nebo magnetofonu.

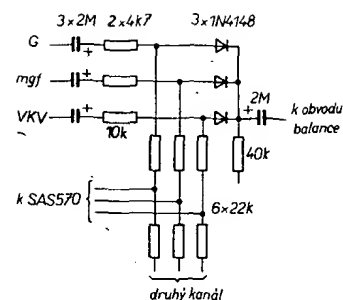
Napájecí napětí pro směšovací pult můžeme odebírat ze zesilovače. Optimální napětí je 9 V, jinak se zvětšuje šum. Elektrolytický kondenzátor 2000 μ F neslouží jen k filtraci napájecího napětí, ale zmenšuje i přeslech mezi kanály.

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 24/75

Diodové přepínače zdrojů signálů

K připojení různých zdrojů nf signálů mohou místo přepínačů posloužit diodové bezkontaktní spínače. Vhodnou těchto spínačů je, že není třeba přemýšlet nad jejich umístěním, neboť je lze ovládat ss napětím. Toho se využívá zejména při bezdrátovém dálkovém ovládání.

Zapojení jednoho takového diodového spínače je na obr. 45. Diody (D_{202} až D_{209}) jsou připojeny do bází tranzistorů T_{203} nebo T_{204} . Celý oddělovací zesilovač má velký vstupní odpor. Zvláštní pozornost je zde věnována otázce rušení signálů v kmitočtů.



Obr. 46. Diodový přepínač nf signálů

Odpory R_{222} až R_{225} nebo R_{231} až R_{234} a kondenzátory C_{216} až C_{219} nebo C_{221} až C_{224} zamezují pronikání v kmitočtů na vstup oddělovacího zesilovače. Stejnou funkci mají i kondenzátory C_{229} nebo C_{231} , zapojené mezi emitor a bázi tranzistorů T_{203} nebo T_{204} . Odpory R_{226} až R_{229} a kondenzátory C_{225} až C_{228} prodlužují dobu sepnutí, čímž se zamezí lupnutí v reproduktoru. Uvedený diodový spínač připojuje magnetickou přenosku, magnetofon nebo krystalovou přenosku, kazetový magnetofon a tuner na vstup oddělovacího zesilovače.

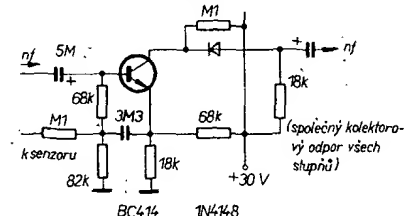
Spínací napětí je odebíráno z výstupu IO senzorového spínače a je rovno 30 až 35 V.

Podobný spínač je i na obr. 46.

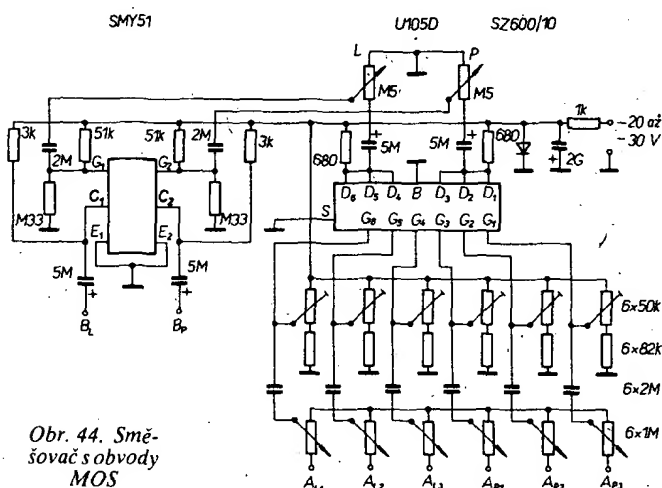
Grundig technische Information č. 4/76
Elektronikschau č. 5/77

Přepínače zdrojů signálů s tranzistory

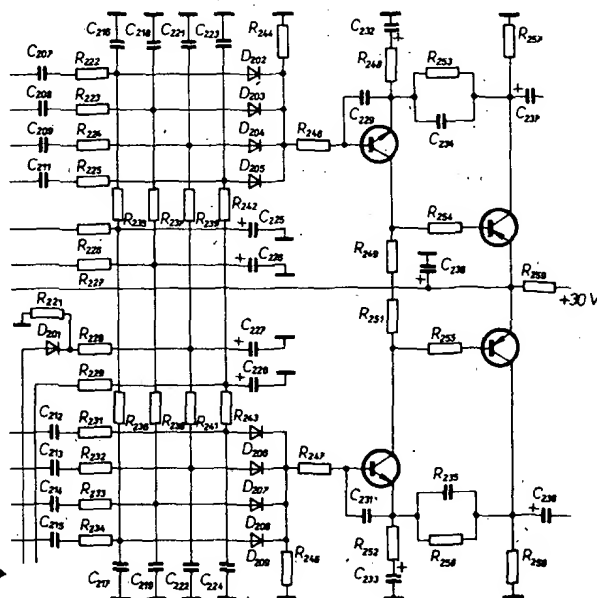
Diodové přepínače mají několik nepříjemných vlastností, jako je větší zkreslení při velkých vstupních signálech, různé vstupní impedance a z toho vyplývající nutnost měnit hlasitost při přepínání zdrojů signálu. Tyto nedostatky lze odstranit, použijeme-li místo diod tranzistory s malým šumem, pracující do společného zatěžovacího odporu. Zapojení



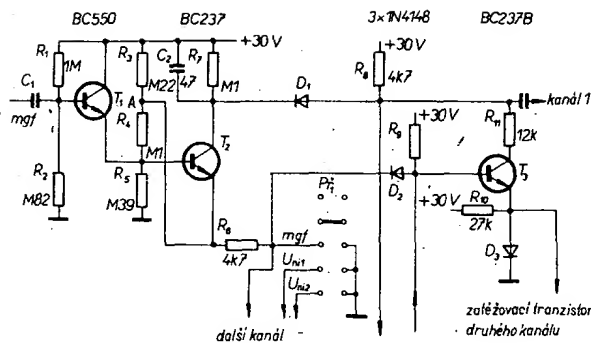
Obr. 47. Tranzistorový přepínač nf signálů



Obr. 44. Směšovač s obvodem MOS



Obr. 45. Diodový přepínač nf signálů



Obr. 48. Zdokonalený tranzistorový přepínač nf signálů

Přepínač zdrojů signálů s integrovanými obvody

Integrované obvody SAS580, SAS590 je možno použít pro přepínání zdrojů nf signálů. Každý ze čtyř vstupních signálů i s velkou úrovní je na výstup propojen bez zkreslení. Na obr. 49 je zapojení pro přepínání vstupů s IO SAS580. Vstupní signály jsou přivedeny na vývody 12, 13, 14, 15 přes kondenzátory 0,1 μ F, které jsou napájeny ze společného děliče napětí (10 k Ω , 12 k Ω). Připojený signál je z vývodu 11 veden přes emitorový sledovač do dalšího stupně nf zesilovače. Požadovaný zdroj signálu volíme senzorem na vývodech 2, 4, 6, 8 a zvolený zdroj je indikován žárovkou nebo světelnou diodou připojenou na vývody 3, 5, 7 a 9.

Na obr. 50, 51, 52 jsou graficky znázorněny naměřené údaje. Na obr. 50 a 51 je vynesena závislost výstupního napětí a činitele zkreslení na kmitočtu. Zatímco na obr. 50 jsou vyneseny činitele zkreslení při vstupním efektivním napětí 1 V a napájecím napětí 10, 15, 20, 30 V, je na obr. 51 vynesena tato závislost pro vstupní efektivní napětí 3 V a napájecí napětí 15 a 30 V. Z obr. 50 je zřejmé, že činitel zkreslení při vstupním efektivním napětí 1 V je i při napájecím napětí 10 V a kmitočtech do 15 kHz menší než 0,1 %. V obr. 52 je vynesena závislost přeslechů z jednoho kanálu do druhého na kmitočtu a na odporu zdroje. Přitom odstup signál-šum až do vstupního efektivního napětí 1 V a při odporu zdroje 10 k Ω je větší než 100 dB.

Na obr. 53 je blokové schéma osmikanálového elektronického přepínače nízkofrekvenčního signálu pro stereofonní Hi-Fi zesilovač. Výstupy z IO₁ až IO₄ jsou vedeny přes

jednoho takového tranzistorového spínače je na obr. 47. Tranzistor je sepnut jen tehdy, je-li do obvodu báze přivedeno napětí +30 V ze sensorového spínače. Není-li toto napětí na bázi tranzistoru, má báze nulový potenciál a protože na emitoru je napětí 4 V, získané z děliče napětí, tranzistor se uzavře.

Zdokonalením obvodu na obr. 47 je zapojení se dvěma tranzistory na vstupu (viz obr. 48). Při úvaze o funkci tohoto obvodu vycházíme ze stavu, kdy zesilovač nezesiluje, tj. kdy je spínač S_1 rozpojen. Dále předpokládáme, že napětí na emitoru je kladnější o 5 V než napětí na bázi. Při konstantním napětí báze U_{B1} (nastaveném děličem R_1, R_2) navrhne děliče R_3, R_4, R_5 tak, aby

$$U_{E1} = U_{B2} = U_{B1} + 5 \text{ V}$$

$$\text{a } U_{E3} = U_{B1} = +10 \text{ V.}$$

Protože dělič při zavřené tranzistoru T_2 není zatěžován, můžeme v něm použít velké odpory. Vede-li tranzistor T_2 odporový dělič se neuplatní. Uzemníme-li studený konec odporu R_6 přes přepínač $Př_1$, tranzistor T_2 povede. Protože proud tranzistorem T_2 a odporem R_6 je určen rovnicí

$$I_{T2} = \frac{U_{B1} - U_{BE1} - U_{BE2}}{R_6},$$

mohou být odpory R_3, R_4, R_5 zanedbány. První tranzistor je zapojen jako emitorový sledovač a druhý jako zesilovač se silnou proudovou zpětnou vazbou, která zvětšuje vstupní odpor. Proto mohou všechny tranzistory jednoho kanálu pracovat do společného zatěžovacího odporu R_8 . Tento odpor zároveň umožňuje použít diodu D_1 , která zvětšuje útlum nežádoucího signálu, aniž by se zvětšil činitel zkreslení. Přes odpor R_7 je při nevodivém tranzistoru T_2 „předepnutá“ dioda D_1 , čímž se dosáhne dokonalého utlumení nepožadovaného signálu. Pro zvětšení útlumu, zejména na vysokých kmitočtech, je paralelně k tranzistoru připojen kondenzátor C_2 . Jeho kapacita je zvolena tak, aby vede-li dioda D_1 , neměla její činnost vliv na zatěžovací odpor.

Oproti zapojení na obr. 47, v němž se činnost tranzistoru ovládá předpětím jeho báze, má zapojení s řízením do emitoru T_2 několik předností. Umožňuje rychle přepínat zdroje na rozdíl při řízení do báze T_1 , při němž je zapotřebí určité doby, než se nabije vstupní oddělovací kondenzátor C_1 . Dále při řízení do emitoru je umožněno jednoduše řídit zatěžovací tranzistor T_3 a tím potlačit šumy, vznikající při přepínání.

Během přepínání $Př_1$ jsou krátkodobě všechny tranzistory zavřeny a odporem R_8 neteče žádný proud. Proto se v bodě A zvětší krátkodobě napětí, což se na výstupu projeví jako rušivý impuls. Ani překlenutí kontaktu $Př_1$ není řešením, neboť krátkodobě je ve vodivém stavu spínací tranzistor druhého zdroje a v bodě A se objeví záporný impuls, který se přenesne na výstup.

Řešením je použít další tranzistor T_3 (v každém kanálu), který je sepnut, jsou-li ostatní tranzistory zavřeny. V tomto případě

je proud odporem R_8 konstantní. Velikost tohoto „doplňkového proudu“ je určena odporem R_{11} . Tranzistor T_3 je řízen přes diodu D_2 . Když je $Př_1$ v jedné pracovní poloze (magnetofon, univerzál 1 nebo 2) je katoda diody D_2 společně s R_6 na zemi. Předpětí pro bázi T_3 přes odpor R_9 je diodou D_2 zkratováno a T_3 zůstane uzavřen. Diodou D_3 a odporem R_{10} je zaručeno dokonalé uzavření tranzistoru T_3 . Když však není $Př_1$ v „žádné“ poloze, zvětší se napětí na katodě D_2 přes odpor R_6 na napětí emitoru T_2 (T_2 je uzavřen), čímž se dioda D_2 uzavře a odstraní se tím zkrat pro napětí báze. Tranzistor T_3 povede a všechny rušivé efekty potlačí. Měřením byly zjištěny následující parametry:

vstupní citlivost pro plné vybuzení koncového zesilovače: 220 mV;

odstup rušivých napětí (na výstupu elektronického přepínače je výstupní efektivní napětí 1 V) ($R_8 = 47 \text{ k}\Omega/220 \text{ pF}$)

při měření efektivních hodnot: 105 dB;

při měření špičkových hodnot: 100 dB;

preslechů (měřeno na výstupu elektrického přepínače, $f = 16 \text{ kHz}$, $R_{st} = 47 \text{ k}\Omega/220 \text{ pF}$)

mezi stereofonními a kvadrofonními kanály: = 90 dB,

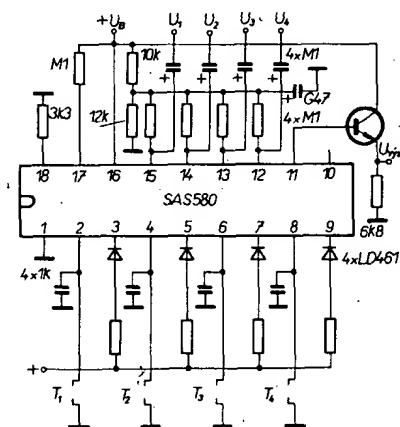
mezi různými zdroji signálu: = 100 dB;

činitel zkreslení ($f = 16 \text{ kHz}$)

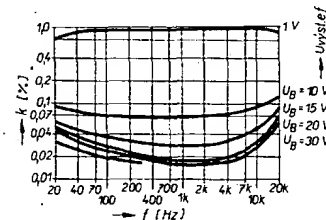
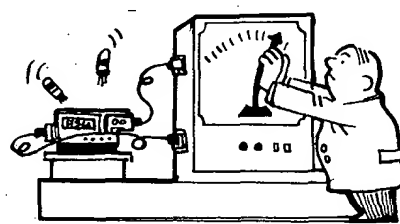
$U_{st} = 1 \text{ V}$: $k = 0,03 \%$,

$U_{st} = 5 \text{ V}$: $k = 0,06 \%$.

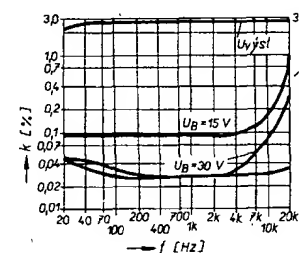
Firemní literatura Telefunken



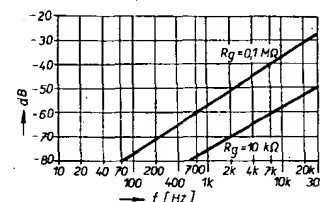
Obr. 49. Sensorový přepínač nf signálů pro čtyři signály



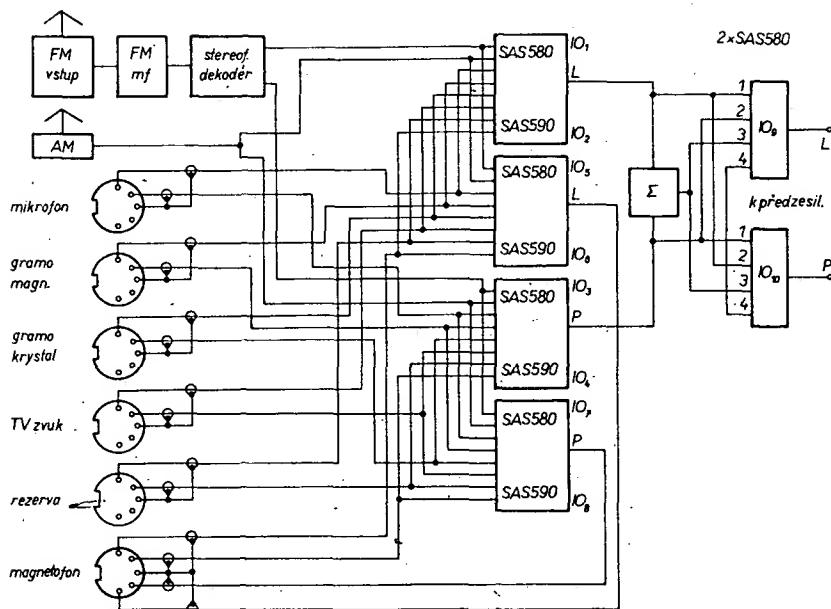
Obr. 50. Činitel zkreslení obvodu z obr. 49 ($U_d = 1 \text{ V}$)



Obr. 51. Činitel zkreslení obvodu z obr. 49 ($U_d = 3 \text{ V}$)



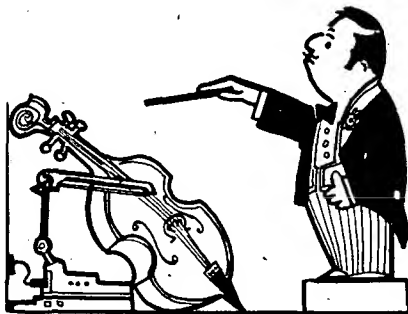
Obr. 52. Přeslechů mezi kanály v závislosti na odporu zdroje



Obr. 53. Osmikanálový stereofonní přepínač se senzorovými obvody (blokové schéma).

přepínač (IO_9 , IO_{10}) a přes tónový korektor k výkonovému zesilovači. IO_3 až IO_8 umožňují připojit vstupní signál na vstup magnetofonu a IO_9 a IO_{10} pracují jako přepínač mono-stereo. Celkové zapojení tohoto obvodu včetně přepínače mono-stereo je uvedeno na obr. 54. Referenční napětí pro jednotlivé vstupy je získáno odporovým děličem R_1 , R_2 přes předřadné odpory $0,1\text{ M}\Omega$. Tímto předpětím je zajištěno, že při přepnutí na další zdroj signálu nevzniknou žádné rušivé efekty vlivem připojeného stejnosměrného předpětí. Pro přepnutí použijeme senzory nebo tlačítka s malým zdvihem a pro indikaci diody LED. Níže výstupy IO_1 a IO_2 jsou spojeny paralelně a přes emitorové sledovače jsou připojeny na vstupy IO_9 a IO_{10} . Oba kanály (provoz mono) jsou sloučeny na emitorových

Nezapomněte, že se blíží uzávěrka konkursu AR-TESLA!



odporech R_3 , R_4 emitorových sledovačů T_1 a T_2 . Signál ze společného bodu R_3 a R_4 je přiveden na vstup „mono“ IO_9 a IO_{10} . Těmito integrovanými obvody lze přepínat následující funkce: mono, stereo, inverzní stereo a tiché ladění.

Podobné zapojení je možno realizovat i s čs. integrovanými obvody MAS561 (viz obr. 55) a MH2009. Integrovaným obvodem MAS561 můžeme připojit jeden ze šesti zdrojů signálu. Na jeho výstupu jsou zapojeny tranzistory KC148, z nichž jsou buzeny jednak žárovky a jednak spínače MOS (IO MH2009). Tyto tranzistory jsou nutné, protože maximální výstupní proud IO MAS561 je 10 mA . Signál ze vstupu je veden přes sepnutý tranzistor MOS na korekční předzesilovač. Korekční obvody jsou spínány rovněž tranzistory MOS, které jsou ovládány vždy ze stejného výstupu. Substrát IO MH2009 je nutno připojit na napětí $+10\text{ V}$.

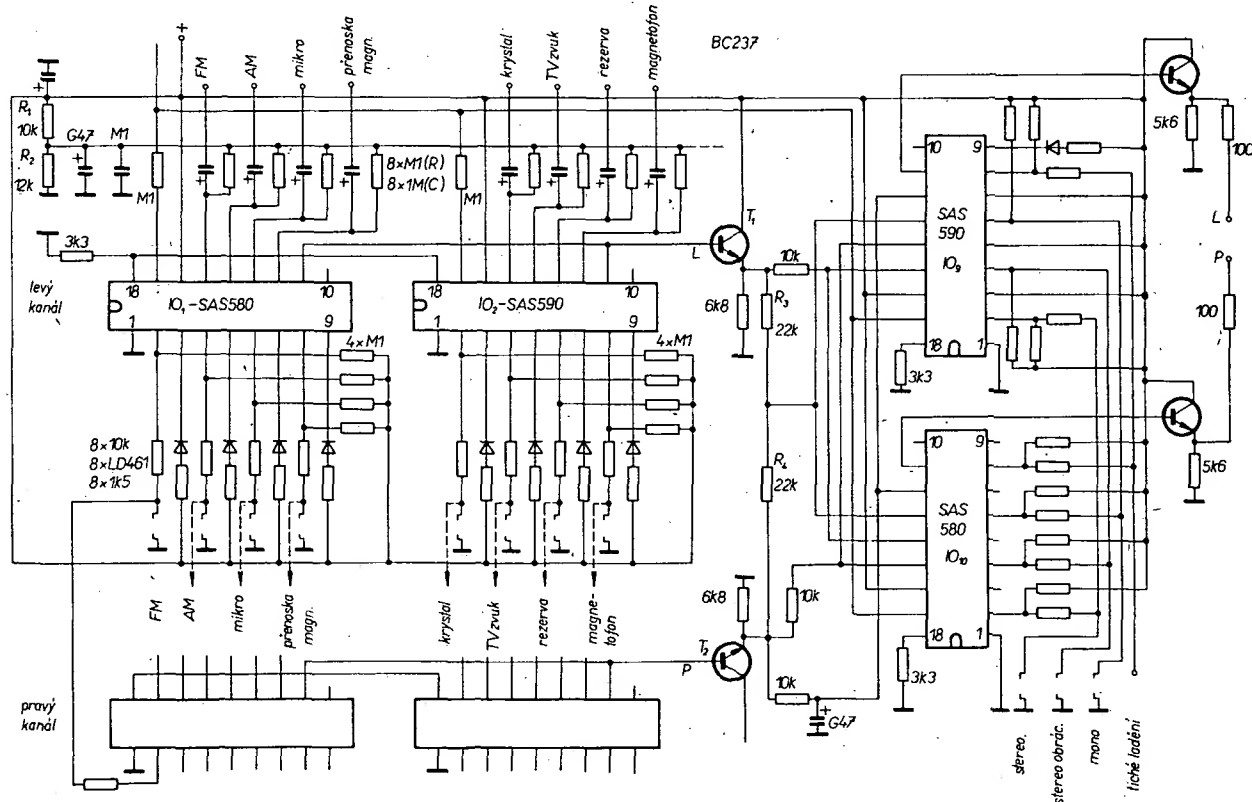
Velmi výhodně lze realizovat různé spínače i integrovaným obvodem CMOS CD4016. Je-li přivedeno na ovládací vstup impulsní napětí, sepne jeden bilaterální spínač a propojí signálovou cestu a zároveň se odpojí druhý bilaterální spínač, kterým se daná cesta odpojí od země.

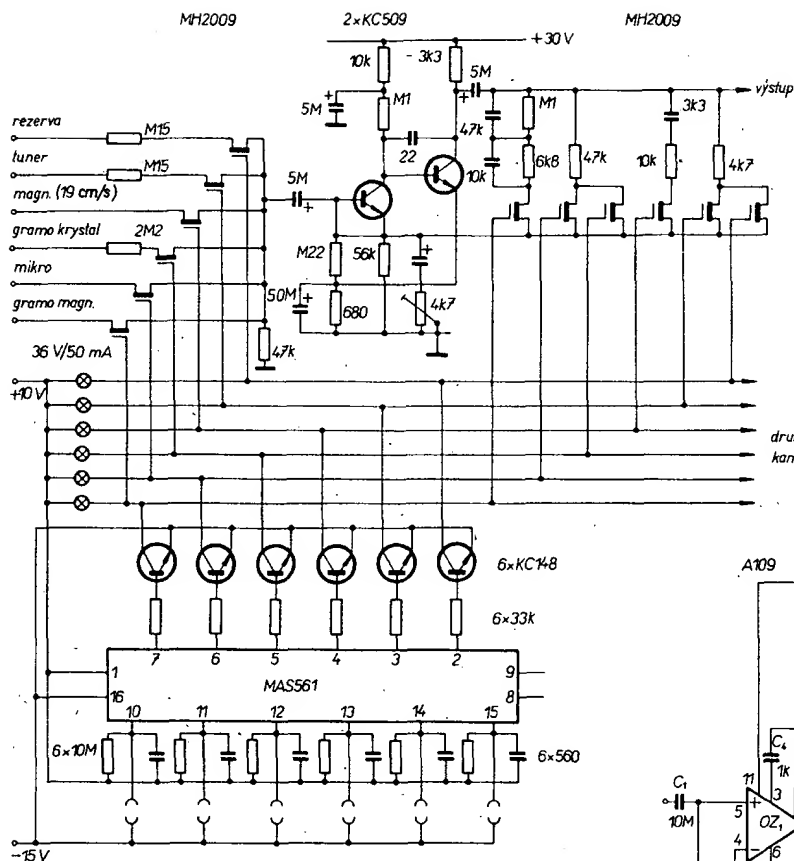
Funkschau č. 6/75, firemní literatura TESLA Piešťany, Elektronischau č. 4/77

Nový způsob řešení výkonového zesilovače

Při návrhu daného zesilovače se vycházelo z následujících požadavků:

1. Zapojení musí být bez oddělovacího elektrolytického kondenzátoru na výstupu.
2. Možnost použít nepárované výkonové tranzistory.
3. Z požadavku přenosu širokého pásma kmitočtů.
4. Z požadavku odstranění všech nastavovacích prvků.
5. Možnost použít zesilovač jako stejnosměrný výkonový zesilovač.

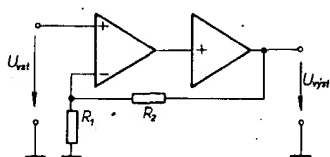




Obr. 55. Šestikanálový přepínač s MAS561 a MH2009

Na obr. 56 je funkční zapojení zesilovače, který splňuje dané požadavky. Zesilovač je zapojen jako elektrometrický zesilovač (operační zesilovač) s připojeným výkonovým zesilovačem. Zpětná vazba je zapojena z výstupu na invertující vstup a zesílení celého zesilovače je určeno odpory R_1 a R_2 . Celkové schéma zapojení je na obr. 57. Vstupní signál, zesílený operačním zesilovačem OZ₁, jde přes D_0 , T_0 , R_5 do emitoru tranzistoru T_1 . Tranzistor T_0 s odporem R_5 je zapojen jako emitorový sledovač, aby nebyl přetěžován operační zesilovač OZ₁. Tím se zvětší přebuditelnost operačního zesilovače, takže na jeho výstupu je pak napětí velmi blízké napětí napájecímu. Dioda D_0 chrání přechod emitor-báze při velkých závěrných napětích. Tranzistor T_1 pracuje jako převodník napětí a spolu s odporem R_5 zesiluje ještě výstupní signál z OZ₁. D_1 , R_6 , T_2 , R_{10} a D_2 , R_7 , T_3 , R_{11} jsou obvody zdrojů konstantního proudu. Odpory R_8 , R_9 chrání báze tranzistorů T_2 , T_3 při velkých proudtech do bází a zároveň potlačují záškuby.

Výkonový stupeň s tranzistory T_4 , T_5 je zapojen jako emitorový sledovač v Darlingtonově zapojení a T_6 , T_7 jako komplementární Darlingtonova dvojice. Na emitorových odporech R_{16} a R_{17} se vytvoří proudová zpětná vazba, která spolu s diodami D_3 stabilizuje klidový proud celého zesilovače. Aby ztráty na těchto odporech byly co nejmenší, jsou překlenuty výkonovými diodami.



Obr. 56. Blokové schéma výkonového nf zesilovače

Obr. 57. Zapojení výkonového zesilovače 25 W

dami. Diody začnou pracovat tehdy, je-li napětí na odporech R_{16} , R_{17} větší než napětí diod v propustném směru. Přechodové zkreslení zůstává přitom velmi malé. Diody D_8 , D_9 jsou velmi rychlé spínací diody, které omezují přepětí. Proud zátěží je omezen odpory R_{14} , R_{15} . Tyto odpory při maximálním výkonu fungují jako zdroj konstantního proudu, takže zesilovač je rovněž chráněn jak proti přetížení, tak i zkratu. Spínač (relé) připojuje reproduktor se zpožděním 3 s, aby byla potlačena rušení vzniklá při zapínání.

Dále si ukážeme výpočet jednotlivých veličin, potřebných pro návrh zesilovače s $P_{\text{vst}} = 25$ W. Stejný způsob výpočtu je možné použít i pro jiné výstupní výkony.

Zesilovač musí dávat do zatěžovacího odporu $R_L = 4 \Omega$ výstupní výkon $P_{\text{vst}} = 25$ W. Z toho vyplývá efektivní a mezivrcholová hodnota výstupního napětí a proudu:

$$U_{\text{ef}} = 10 \text{ V}, I_{\text{ef}} = 2,5 \text{ A}, \\ U_{\text{mv}} = 14,15 \text{ V}, I_{\text{mv}} = 3,54 \text{ A}.$$

Pro napájení použijeme symetrický napájecí zdroj. Abychom určili napájecí napětí, musíme určit úbytek napětí na D_6 , T_5 , T_4 , T_2 a R_{10} . Úbytek napětí na diodě D_6 , T_4 , T_5 je obvykle 2,5 V. Napětí kolektor-emitor T_2 musí být větší než 1 V a úbytek napětí na R_{10} je 1,2 V. Zesilovač bude napájen z nestabilizovaného zdroje, jehož napětí se při plném

výkonu zmenší o 6 V. Pak je napájecí napětí při nevybuzeném zesilovači:

$$U_B = 14,15 + 2,5 + 1 + 1,2 + 6 \approx 25 \text{ V}.$$

Napájecí napětí pro OZ₁ je ± 15 V; to může být získáno z napájecího napětí pro koncový stupeň (viz obr. 63).

Ztrátový výkon koncových tranzistorů můžeme určit z rovnice:

$$P_{25} = P_{27} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_B - u_a) \frac{U_a}{R_L} dt.$$

Při buzení sinusovým napětím

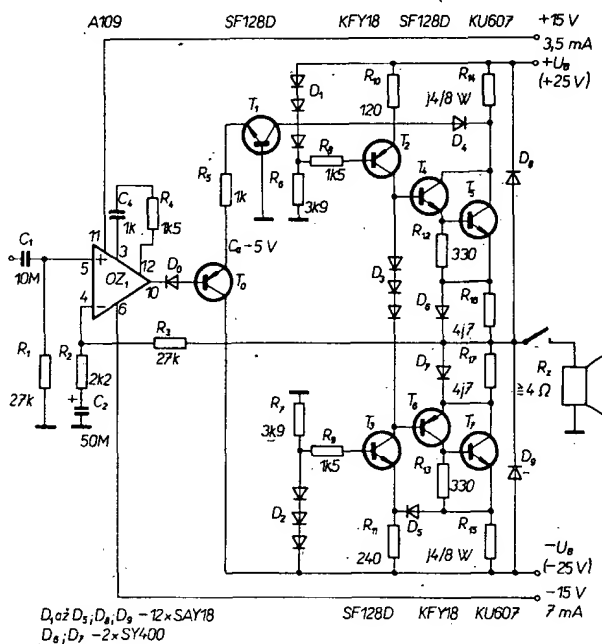
$$u_a = U_{\text{mv}} \sin \omega t,$$

bude

$$P_{25} = P_{27} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_{\text{mv}} U_B}{\pi} - \frac{U_{\text{mv}}^2}{4} \right).$$

Z uvedených rovnic vyplývá, že největší ztrátový výkon nevzniká při plném vybuzení,

kdy $U_{\text{mv}} = U_B$, avšak při $U_{\text{mv}} = \frac{2}{\pi} U_B$.



Ztrátový výkon každého tranzistoru při jmenovitém výstupním výkonu a $U_B = 21$ V (transformátor s jádrem M29) je:

$$P_{25} = P_{27} = 11,2 \text{ W};$$

ztrátový výkon pro klidový proud menší než 50 mA je 1,25 W. Chladič navrhne pro ztrátový výkon $P_{25} = P_{27} = 13$ W. Tranzistory T_5 a T_7 musí být zvoleny tak, aby vydržely maximální proud a maximální napětí kolektor-emitor.

$$I_{\text{mv}} \approx 3,6 \text{ A},$$

$$U_{\text{CE max}} = U_B + U_{\text{mv}} = 25 + 14,15 \approx 40 \text{ V}.$$

Tyto podmínky splňují tranzistory KD606 nebo KU607. Ztrátový výkon budících tranzistorů T_4 , T_6 je:

$$P_{24} = \frac{P_{25}}{h_{21E(T5)}}.$$

Má-li T_5 při proudu 3,5 A proudový zesilovací činitel = 30, pak ztrátový výkon tranzistoru T_4 je $P_{24} = 440$ mW a v klidovém stavu asi 50 mW. Maximální proud tranzistorem je

$$I_{C(T4)} = \frac{I_{C(T5)}}{h_{21E(T5)}} = 118 \text{ mA}.$$

Napětí kolektor-emitor musí být stejné jako pro výkonové tranzistory. Proto budící tranzistory musí mít následující parametry:

$$I_C \approx 200 \text{ mA}, U_{CE} = 40 \text{ V a } P_i \approx 500 \text{ mW}.$$

Těmto podmínkám vyhovují tranzistory KF508 (SF128) a KFY18. Tranzistory T_4, T_6 mají mít rovněž chladiče. Klidový proud budících tranzistorů je nastaven odpory R_{12}, R_{13} . Je-li klidový proud T_4, T_6 až 3 mA, pak úbytek napětí na příslušném odporu musí být 0,6 V.

$$R_{12} = R_{13} = \frac{0,6 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 300 \Omega.$$

Použijeme odpory 330 Ω .

Mají-li tranzistory T_4, T_6 proudový zesilovací činitel 100, pak maximální proud do bázi těchto tranzistorů je 1,2 mA. Konstantní proud tekoucí tranzistory T_2, T_3 zvolíme 5 mA. Napětí báze T_3 je stabilizováno diodami D_2 na 1,8 V, takže úbytek napětí na odporu R_{11} je $1,8 - U_{CE(T3)} = 1,2 \text{ V}$. Odpor R_{11} vypočítáme z rovnice

$$R_{11} = \frac{1,2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 240 \Omega.$$

Tranzistorem T_1 teče proud 5 mA. Vzhledem k tomu, že část konstantního proudu teče přes T_2 , proud tekoucí odporem R_{10} je 10 mA, pak odpor R_{10} je

$$R_{10} = \frac{1,2 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 120 \Omega.$$

Odpory R_8 a R_9 omezují proud do bázi T_2, T_3 při zkratu na výstupu a potlačují případné nežádoucí zákmit. Proud diodami D_1 a D_2 zvolíme 6 mA. Odpory R_6 a R_7 vypočítáme z rovnice

$$R_6 = R_7 = \frac{U_B' - U_2}{6 \text{ mA}} = \frac{25 - 1,8}{6} \approx 3,9 \text{ k}\Omega.$$

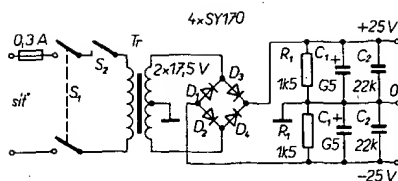
Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 140 mW.

Když se zavírá tranzistor T_2 , teče tranzistorem T_1 proud 10 mA. Aby při tomto proudu nebyl přetížen operační zesilovač, musí být odpor R_5

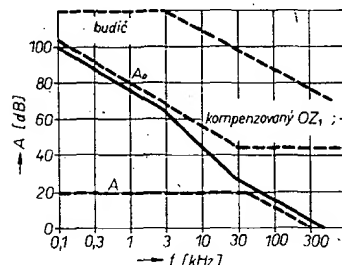
$$R_5 = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Stejnoseměrné napětí na výstupu operačního zesilovače se nastaví na -6 V. Maximální proud bázemi T_4, T_6 je 1,2 mA. Za tohoto předpokladu se musí kolektorový proud T_2 zvětšovat nebo zmenšovat, což vyvolává změnu stejnosměrného napětí na výstupu operačního zesilovače 1,2 mA \cdot 1 k Ω = 1,2 V.

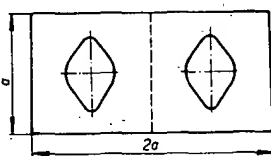
Odpory R_{16} a R_{17} musí být navrženy tak, aby při maximálním klidovém proudu netekl diodami žádný proud. Teplotní závislost napětí báze-emitor tranzistorů T_4 a T_5 je 2 mV/ $^{\circ}\text{K}$. Jsou-li tranzistory o 100 $^{\circ}\text{K}$ teplejší než diody D_3 , zmenší se napětí emitor-báze o 200 mV a úbytek napětí na R_{16} se přitom zvětší na 400 mV. Toto napětí uzavře diodu D_6 dokonaleji, než jak je uzavřena při běžné teplotě okolí. Nemá-li být klidový proud výkonovými tranzistory větší než 100 mA, pak



Obr. 58. Napájecí zdroj k zesilovači z obr. 57



Obr. 59. Amplitudový průběh kmitočtově kompenzace zesilovače z obr. 57



Obr. 60. Rozmístění výkonových tranzistorů na chladiči

$$R_{16} = R_{17} = \frac{0,4 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 4 \Omega.$$

Volíme nejbližší odpor z řady E12, tj. 4,7 Ω . Při dobrém tepelném kontaktu diod D_3 s chladičem nebo výkonovými tranzistory zůstává klidový proud za všech pracovních podmínek téměř konstantní.

Výstupní proud můžeme omezit odpory R_{14} a R_{15} . Bude-li úbytek napětí na R_{14}, R_{15} větší než $3 \times 0,6 \text{ V}$ (D_1, D_2), bude proud omezen. Zvolíme-li odpory tak, aby nebyl maximální výstupní proud stejný jako maximální proud zátěží, nezničí se výkonové tranzistory ani při dlouhodobém přetížení.

$$R_{14} = R_{15} = \frac{1,8 \text{ V}}{I_{mv}} = \frac{1,8 \text{ V}}{3,6 \text{ A}} = 0,5 \Omega.$$

Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 6 W.

Nedostatkem proudového omezení je to, že není zcela využit dosažitelný hudební výkon. Střední stejnosměrné napájecí napětí (viz obr. 58) se zmenší při velkém hudebním výkonu v obou kanálech na 23 V. Aby při krátkodobém velkém vybuzení zesilovače nevzniklo zkreslení, musí být

$$U_{mv} = U_B - U_p = 23 \text{ V} - 5 \text{ V} = 18 \text{ V}, \\ U_{ef} = 12,73 \text{ V},$$

kde U_p je napětí, o které se zmenší napájecí napětí při velkém vybuzení zesilovače.

Na impedanci $R_e = 4 \Omega$ je $I_{mv} = 4,5 \text{ A}$ a $I_{ef} = 3,18 \text{ A}$, což odpovídá krátkodobému $P_{vst} = 40 \text{ W}$. Pro tento výkon budou:

$$R_{14} = R_{15} = \frac{1,8}{4,5} = 0,4 \Omega.$$

Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 8,1 W.

Napěťové zesílení celého zesilovače počítáme stejně jako pro elektrometrický zesilovač:

$$A_u = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 13,27.$$

Potřebné vstupní napětí pro výkon 25 W/4 Ω je

$$U_{efvst} = \frac{U_{efvst}}{13,27} = \frac{10}{13,27} \approx 753 \text{ mV}.$$

Toto napětí dodá předzesilovač bez potíží. Kondenzátory C_1 a C_2 určují dolní mezní kmitočet

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{min} R_1}; \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} R_2}.$$

Má-li zesilovač pracovat jako stejnosměrný, kondenzátory C_1 a C_2 vypustíme.

Kmitočtové je celý zesilovač kompenzován obvodem R_4, C_4 u operačního zesilovače OZ₁. Zesílení signálu je dále určeno kmitočtovou charakteristikou budících stupňů. Amplitudový průběh zvolené kompenzace je na obr. 59, z něhož je zřejmé, že malý posuv mezního kmitočtu budícího stupně nemá vliv na celkové vlastnosti zesilovače.

Při měření zesilovače napětím pravoúhlého průběhu (dává přehled o správně navržené kompenzaci) nesmí být vstupní mezivrcholové napětí větší než 100 mV, aby nebyl zesilovač přetížen signály vysokých kmitočtů. Odezvu zesilovače na impuls pravoúhlého impulsu sledujeme na jeho výstupu osciloskopem.

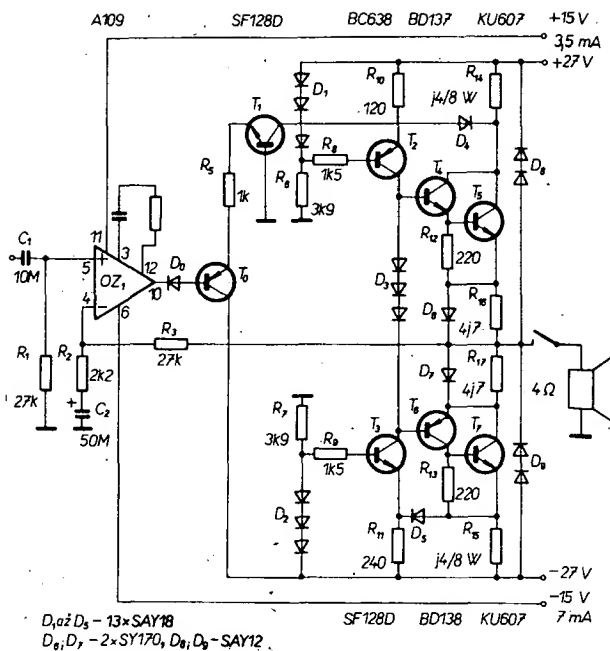
Diodami D_6, D_7 teče výstupní proud do zátěže, je-li úbytek napětí na odporech R_{16}, R_{17} větší než 0,6 V. Každou z diod teče jedna půlvlna výstupního proudu zátěže. Pro výkon $P = 25 \text{ W}$ je tento (efektivní) proud 2,5 A během každé půlvin. Střední proud je pak $2,5 : 1,11 = 2,25 \text{ A}$. Vztaheno na celou periodu je střední proud 1,125 A. Diodami teče tedy při $P_{vst} = 25 \text{ W/4 } \Omega$ střední stejnosměrný proud 1,125 A. Při zkratu je proud diodami určen omezením proudu, tzn. že při hudebním výkonu $P = 40 \text{ W}$ je střední proud 1,5 A. Pro tento proud musí být navrženy i diody D_6, D_7 .

Z koncových tranzistorů můžeme teplo převádět buď na šasi zesilovače, nebo na žebrované chladiče. Je-li θ_j max. teplota přechodu, θ_a teplota okolí a P_z ztrátový výkon koncových tranzistorů, pak je teplotní odpor R_{thja} dán rovnicí:

$$R_{thja} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P_z}.$$

R_{thja} je teplotní odpor mezi systémem tranzistoru a okolím. Tento odpor je složen z odporu mezi systémem a pouzdem R_{thjc} , z odporu mezi pouzdem a chladičem R_{thck} a z teplotního odporu chladiče R_{thka} . Pro pouzdro TO-3 je $R_{thck} \approx 0,3 \text{ } ^{\circ}\text{K/W}$ (při montáži na bílý hliníkový plech) nebo $\approx 0,2 \text{ } ^{\circ}\text{K/W}$ (při použití silikonové vazelíny). Slidová podložka tloušťky 0,05 mm zvětšuje tento odpor na $\approx 1 \text{ } ^{\circ}\text{K/W}$, popř. $\approx 0,6 \text{ } ^{\circ}\text{K/W}$, použijeme-li silikonovou vazelínu. Je-li pro chlazení použit hliníkový plech, pak je výhodné, má-li tvar čtverce a jsou-li tranzistory umístěny v jeho středu. Při použití žebrovaného chladiče stačí, známe-li R_{thka} a P_z (viz AR.9/74).

Zvolíme-li $\theta_a = 45 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ a $\theta_j = 155 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ (dáno katalogovými údaji KU607), ztrátový výkon $P_z = 13 \text{ W}$ (ten byl vypočítán), $R_{thjc} \approx 1,5 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ (viz data KU607). Budou-li mít tranzistory slidovou podložku a bude-li styková plocha potřena silikonovou vazelínou, pak $R_{thck} \approx 0,8 \text{ } ^{\circ}\text{K/W}$. Jak vyplývá



Obr. 61. Zesilovač 40 W

z charakteristik pro KU607, nesmí být ztrátový výkon při $\theta_j = 120^\circ\text{C}$ větší než 13 W.

$$R_{thka} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P_2} - R_{thck} = \frac{120 - 45}{13} - 0,8$$

$$R_{thka} = 4,9^\circ\text{C/W}$$

Pro určení plochy chladicího plechu a pro uspořádání podle obr. 60 platí rovnice:

$$R_{thka} = \frac{1490}{A} + K(\text{pro vodorovnou montáž}),$$

$$R_{thka} = \frac{1260}{A} + K(\text{pro svislou montáž}),$$

kde A je plocha plechu pro oba tranzistory v cm^2 ,

R_{thka} tepelný odpor jednoho tranzistoru ve $^\circ\text{C/W}$,

K konstanta závislá na tloušťce hliníkového plechu:

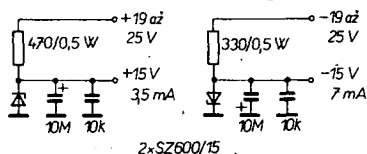
tl [mm]	1,0	1,5	2,0	3,0
$K [^\circ\text{C/W}]$	2,2	1,6	1,3	0,9

Použijeme-li pro montáž šasi, které umístíme vodorovně, a bude-li mít hliníkový plech tloušťku 1,5 mm, pak

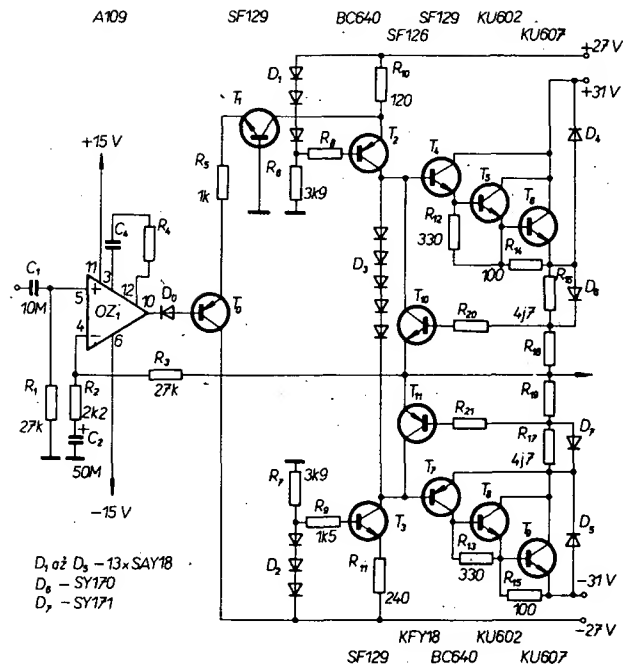
$$A = \frac{1490}{R_{thka} - K} = \frac{1490}{5,9 - 1,6} = 460 \text{ cm}^2$$

Pro zesilovač $2 \times 25 \text{ W}$ musí mít plech rozměry např. $23 \times 40 \text{ cm}$.

Na obr. 58 je zapojení napájecího zdroje pro zesilovač $2 \times 25 \text{ W}$. S_1 je síťový spínač a S_2 tepelný spínač, upevněný na chladicí výkonových tranzistorů; S_2 odpojí napájení zesilovače při vysoké teplotě chladičů. Síťový transformátor na jádře M29 má sekundární napětí $2 \times 17,5 \text{ V}$ ($n_1 = 942$ závitů drátu o $\varnothing 0,4 \text{ mm CuL}$, $n_2 = 2 \times 75$ závitů drátu o $\varnothing 1,04 \text{ mm CuL}$). Odpor R_1 se vybíjí kondenzátory C_1 při vypnutí. Kondenzátor C_2 potlačuje vř. zákmity.



Obr. 63. Zdroj napájecího napětí pro operační zesilovač v zesilovači podle obr. 57, 61 a 62



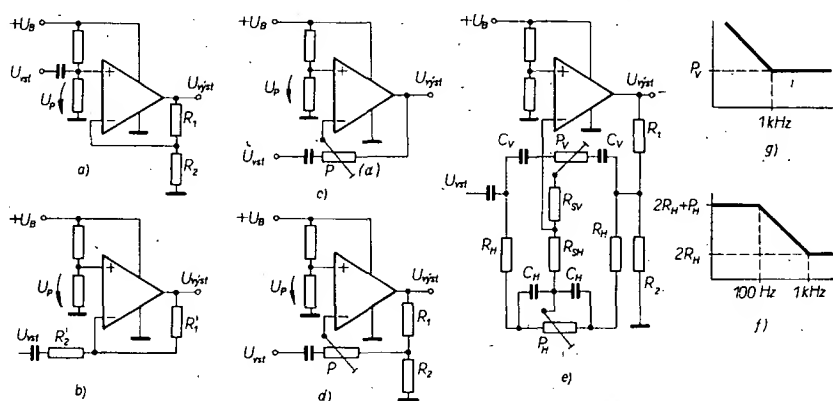
Obr. 62. Zesilovač 80 W

Zesilovač má následující parametry:
 P_{vyst} : 25 W (sinus), popř. 40 W (hudební).
 Zátěžová impedance: 4 Ω .
 Zkreslení: 0,1 %.
 Mezní kmitočty: 5 Hz až 45 kHz (3 dB).
 Další varianty tohoto zesilovače jsou na obr. 61 a 62.

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 14/77

Koncový zesilovač s aktivními tónovými korekcemi

Většina současných zesilovačů s $P_{vyst} > 10 \text{ W}$ je zapojena jako operační zesilovač. Dříve než si popíšeme zapojení zesilovače s aktivními korekcemi, všimneme si principiálních zapojení několika typů zesilovačů.



Obr. 64. a) neinvertující zesilovač, b) invertující zesilovač, c) invertující zesilovač s částečnou regulací zisku, d) invertující zesilovač s částečnou regulací zisku, e) invertující zesilovač s tónovými korekcemi, f) vliv potenciometru P_v na kmitočtovou charakteristiku, g) vliv potenciometru P_h na kmitočtovou charakteristiku

lovačů. Na obr. 64a je zapojení elektrometrického zesilovače, jehož zesílení je

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}}$$

a napětí na neinvertujícím vstupu

$$U_p = \frac{U_B}{2A_u}$$

Na obr. 64b je zapojení invertujícího zesilovače, jehož zesílení je dáno rovnici:

$$A_u = \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}}$$

a napětí na neinvertujícím vstupu

$$U_p = \frac{U_B}{2}$$

Protože zesílení tohoto zesilovače je při otevřené smyčce velké, může být na výstupu i velké výstupní napětí. Proudění přes R_1 a R_2 jsou v protifázi a proto i rozdílové napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem se blíží nule. Při $R_2 = R_1$ je zesílení rovno jedné, takže posuv fáze mezi U_{vst} a U_{vyst} je 180° . Pro $R_1 < R_2$ je zesílení menší než

jedna a zesilovač pak pracuje jako útlumový členek.

Na obr. 64c je zapojení ideálního regulovatelného zesilovače, jehož zesílení lze řídit potenciometrem teoreticky od nuly do nekonečna.

Je-li $R'_1 = \alpha P$, pak R'_1 je $(1 - \alpha) P$, zesílení bude

$$A_u = \frac{1 - \alpha}{\alpha} = \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)$$

pro $\alpha = 0$ až 1 (závislé na nastavení potenciometru).

Nastavíme-li běžec potenciometru do středu odporové dráhy ($\alpha = 0,5$), bude zesílení $A_u = 1$. Tohoto zapojení s výhodou použijeme tam, kde chceme regulovat zesílení od maxima k nule. Avšak zesilovač Hi-Fi musí mít určeno základní zesílení A_{u0} . Toho lze dosáhnout, zkombinujeme-li zapojení na obr. 64a se zapojením na obr. 64c. Výsledné zapojení je na obr. 64d. Odpor R_1 , R_2 se pak nastavuje základní zesílení a potenciometrem P reguluje rozsah celkového zesílení:

$$A_u = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)$$

(platí pouze pro $P \gg R_2$);

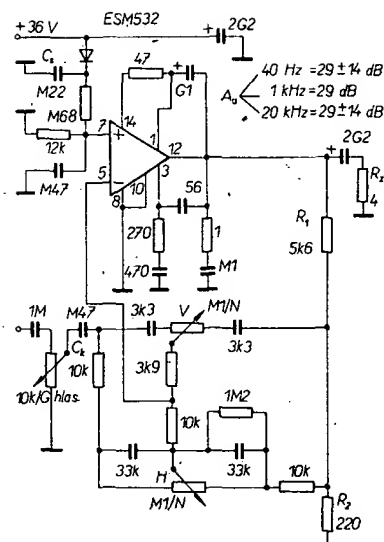
$$U_p = \frac{U_b}{2 \cdot 1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

Abychom dosáhli kmitočtové změny zesílení, je potenciometr P rozdělen na dva paralelně zapojené potenciometry, jimiž jsou ovlivňovány příslušné kmitočty. Tak získáme zapojení na obr. 64e. Zpětnovazební impedance je pro vysoké kmitočty ($f > 1$ kHz) horní propusti 1. řádu s mezním kmitočtem 1 kHz. To znamená, že pro signály kmitočtů nižších než 1 kHz se tato větev chová jako velký odpor, takže součtový signál přivedený na vstup přes R_{in} se zmenší a potenciometr P_v se neuplatní. Pro kmitočty nad 1 kHz se potenciometr P_v uplatní a ovlivní tak zesílení (viz obr. 64f). Zpětnovazební větev pro nízké kmitočty je tvořena paralelní kombinací RC ($C_H - C_H/P_H$) s mezním kmitočtem 100 Hz při střední poloze potenciometru (obr. 64g). Je zřejmé, že zesílení signálů kmitočtů pod 100 Hz se potenciometrem P_H neovlivní a kondenzátory C_H se ve zmenšené míře uplatní. Jejich kapacita se však plně uplatní v pásmu 100 Hz až 1 kHz. Pro kmitočet $f = 1$ kHz se P_H neuplatní a kondenzátory C_H je nastaveno kmitočtově závislé zesílení na $A_{u0} = 1$. Spolu s předpokladem, že P_v je účinný až pro kmitočty nad 1 kHz, je změna zesílení v blízkosti kmitočtu 1 kHz nulová a zesilovač má základní zesílení

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Jak vyplývá ze základní rovnice invertujícího zesilovače, může se zesílení měnit od nuly do nekonečna. Abychom omezili regulaci hloubek, zapojíme do série s potenciometrem P_H odpory R_H . Odpor R_H volíme tak, aby rozsah regulace potenciometru P_H a P_T byl stejný. Změna zesílení na vyšších kmitočtech ($f > 1$ kHz) je dána rozdělením rozdílových signálů přes součtové odpory R_{in}/R_{out} .

Zapojení zesilovače se součástkami je na obr. 65. Napětí U_p musí být dobře vyfiltrováno. Současně však musí být splněna podmínka, že zesilovač nesmí dlouho pracovat v nesymetrickém zapojení (k čemuž může dojít, volíme-li filtrační kondenzátor s velkou kapacitou). Aby byla časová konstanta náběhu U_p co nejkratší, je do obvodu zapojena dioda a kondenzátor C_5 . V tomto případě napětí U_p „naběhne“ velmi rychle a bude dobře vyfiltrováno. Kondenzátorem C_5 se potlačují špičky stejnosměrného napětí. Je třeba ještě



Obr. 65. Výkonový zesilovač s aktivními tónovými korekcemi

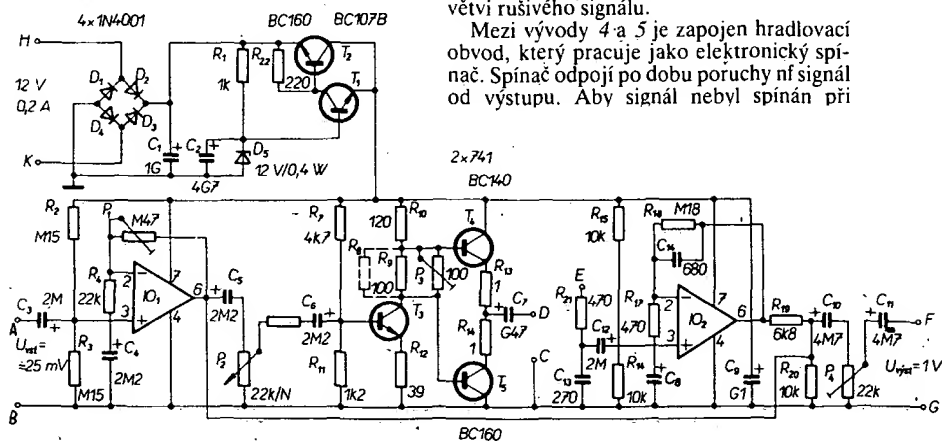
poznamenat, že odpor zdroje signálu spolu s impedancí kondenzátoru C_k musí být menší než $0,01P_{(H,V)}$, aby byl vyloučen jeho vliv na zesílení.

Funkschau č. 16/76

Dozvuk

Na obr. 66 je uvedeno zapojení dozvukového zařízení. V předzesilovači je použit integrovaný obvod IO₁. Vstupní signál připojený na svorky A, B, je přes kondenzátor C_3 přiveden na neinvertující vstup IO₁. Protože je použito pro napájení asymetrické napětí, musíme na tomto vstupu nastavit $U_B/2$ odporovým děličem, který rovněž určuje i vstupní impedanci na svorkách A, B. Vlastní vstupní odpor IO₁ je mnohonásobně větší, takže se v celkovém vstupním odporu neuplatní.

Zesílení IO₁ je nastaveno poměrem odporů P_1 a R_4 . Maximální zisk je asi 27 dB při poměru odporů 0,47 MΩ/22 kΩ. Je-li $P_1 = 0$, je zesílení rovno 1 a IO₁ pracuje jako měnič impedance. Výstupní signál z IO₁ jde jednak přes R_5 , C_{10} , P_4 a C_{11} přímo na výstup dozvukového zařízení, čímž je určena velikost „přímé“ složky signálu, a jednak je výstupní signál předzesilovače přes C_5 , P_2 , R_6 a C_6 přiveden na budící zesilovač dozvukových pružin. Budící zesilovač je osazen budícím stupněm s T_3 a komplementárním koncovým stupněm s T_4 , T_5 . Na kolektoru T_3 je polovina napájecího napětí. Zesílení budícího stupně je určeno poměrem kolektorového a emitorového odporu T_3 a je, asi 10 dB.



Obr. 66. Zapojení dozvukové jednotky (neoznačený odpor je R_6 , 2,2-kΩ)

Klidový proud komplementárních koncových tranzistorů je nastaven potenciometrem P_3 na 20 mA. Tento relativně velký klidový proud zaručuje, že vstupní signál bude zpracován bez zkreslení. Do bodu D jsou připojeny dozvukové pružiny.

Snímácí cívky na druhém konci pružin jsou připojeny do bodů E a C na výstupním zesilovači. Vzhledem k tomu, že dozvukové pružiny jsou citlivé na vysokofrekvenční rušení, je na vstupu výstupního zesilovače zapojen vysokofrekvenční filtr R_{21} , C_{13} . Kondenzátor C_{13} musí být keramický, aby se dosáhlo dobré účinnosti filtru. K zesílení signálu je použit integrovaný obvod, jehož zesílení (383x) je určeno odpory R_{18} , R_{17} . Kondenzátor C_{14} , zapojený ve zpětné vazbě, zmenšuje zesílení signálů nad 1,5 kHz, čímž jsou potlačeny vřáskavosti. Omezení kmitočtové charakteristiky je v tomto případě nepodstatné, neboť dozvukové pružiny přenesou kmitočty maximálně do 5 kHz. Požadujeme-li lineární kmitočtový průběh, zmenšíme kapacitu kondenzátoru C_{14} (opět keramický) na 180 pF. Přímý signál a signál dozvukový se směšují na odporech R_{19} a R_{20} . Intenzitu dozvuku lze nastavit trimrem P_2 . Výstupní napětí nastavíme trimrem P_4 . Pro napájení je použit stabilizovaný zdroj. Střídavé napětí v bodech H a K je 12 až 15 V, odběr proudu je až 200 mA. Tranzistory T_2 , T_4 a T_5 jsou opatřeny chladiči.

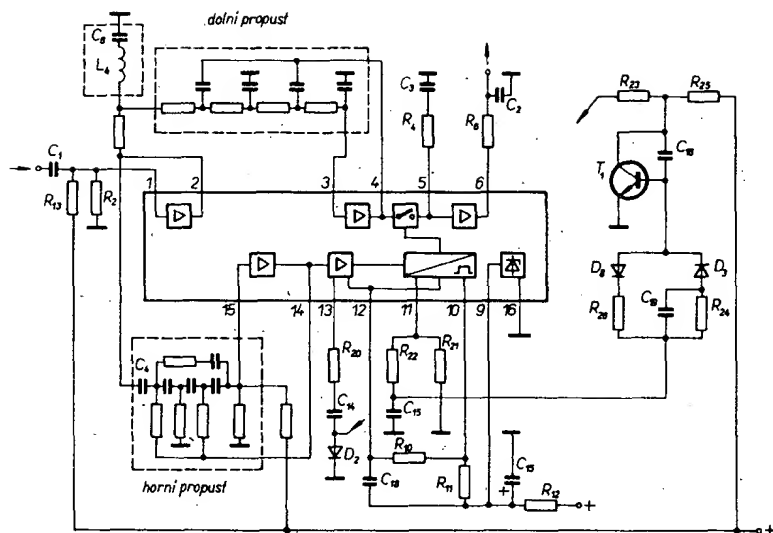
Elektronik č. 49/76

Elektronické vyklíčování poruch (EVP)

Příjem na VKV ovlivňují (zejména v automobilu) nejrůznější poruchy. Proto je třeba volit postup při jejich odstraňování případ od případu, což stojí čas a peníze. Poruchy lze však víceméně bez zbytku odstranit, použije-li se nový obvod – elektronické vyklíčování poruch (EVP). Pro tyto účely byly zkonstruovány integrované obvody TDA1001 a TDA1068, které vyklíčují rušivé impulsy z nf signálu.

Rušivé impulsy, které se objeví v nf signálu, jsou přes kondenzátor C_1 přivedeny na vstup emitorového sledovače (vývod 1). Na jeho výstupu (vývod 2) se signál rozdělí na větev nf signálu a větev rušivého signálu. Pomocí obr. 67, kde je blokové schéma EVP, si můžeme popsat celou funkci obvodu a sledovat cesty obou signálů (rušivého i užitečného). Nejprve si popíšeme cestu užitečného nf signálu. Z vývodu 2 je signál přiveden přes dolní propust 4. řádu do zesilovače a zesílen asi o 1 dB. Tato propust, jejíž kmitočtová charakteristika je na obr. 68, musí lineárně přenášet kmitočty do 12 kHz. Odlaďovač L_4 a C_6 zapojený na vstupu propusti, jehož rezonanční kmitočet je 19 kHz, potlačuje signál pilotního kmitočtu o 20 dB a zmenšuje vlastní rušení obvodu EVP. Doba zpoždění filtru je nastavena tak, že je stejná jako ve větvi rušivého signálu.

Mezi vývody 4 a 5 je zapojen hradlovací obvod, který pracuje jako elektronický spínač. Spínač odpojí po dobu poruchy nf signál od výstupu. Aby signál nebyl spínán při



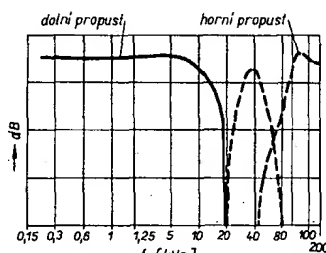
Obr. 67. Blokové schéma obvodu EVP s TDA1001

nulovém potenciálu, což by se projevilo jako praskot v reprodukci, je do bodu 5 připojen paměťový kondenzátor (C_3), který je během doby vyklíčování nabit na úroveň nf signálu. Od rušivého impulsu očistěný nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na výstup (vývod 6), kam je připojen obvod deefmáze (R_3 , C_2), který jednak zdůrazňuje výšky, a jednak zlepšuje odstup signál-šum. Tento obvod má časovou konstantu 50 μ s a mezní kmitočet asi 4 kHz.

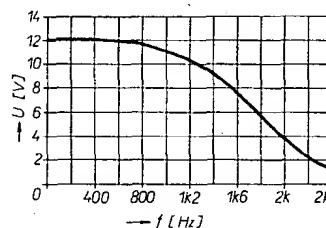
Nyní si všimněme rušivých signálů. Rušení, která vznikají v automobilu, mají většinou charakter jehlovitých, velmi strmých impulsů, jejichž kmitočet je $f \approx 100$ kHz. Charakteru rušivých impulsů je využito pro ovládání hradlovacího obvodu. Jehlovité impulsy jsou z vývodu 2 vedeny přes kondenzátor C_4 na aktivní horní propust 5. řádu (kmitočtová charakteristika na obr. 68) na zesilovač rušivých impulsů. Dolní mezní kmitočet této propusti je asi 90 kHz. Tím je rozšířeno pásmo nf kmitočtů. Zesilovač zapojený mezi vývody 14 a 15 zesílí signál o 3 dB a zesílené impulsy jsou usměrněny. Usměrnění je nutné, neboť obvod zpracovávající rušivé impulsy (zde Schmittův klopný obvod) zpracovává jen kladné rušivé impulsy (při vyklíčování). Schmittův klopný obvod řídí výstupními kladnými impulsy elektronický hradlovací obvod, zapojený do větve nf signálu. Obvod R_{21} , R_{22} a C_{15} na vývodu 11 určuje šířku impulsů klopného obvodu. Šířka vyklíčovacího impulsu je asi 50 μ s a nepůsobí rušivě na nf signál.

Integrovaný obvod má uvnitř regulační zesilovač, jehož účinnost je určena součástkami připojenými na vývod 12. Podle intenzity přichozících rušivých signálů je řízena citlivost zesilovače impulsů, jehož základní citlivost je určena odporem R_{20} a kondenzátorem C_{14} . Regulační zesílení slouží k tomu, aby amplituda třídícího impulsu pro klopný obvod byla malá a aby byly vyklíčovány i poruchy s velkou amplitudou. Vnitřní regulační obvod nemá zcela uspokojivé vlastnosti a proto byl v zapojení použit druhý regulační obvod, který si krátce popíšeme.

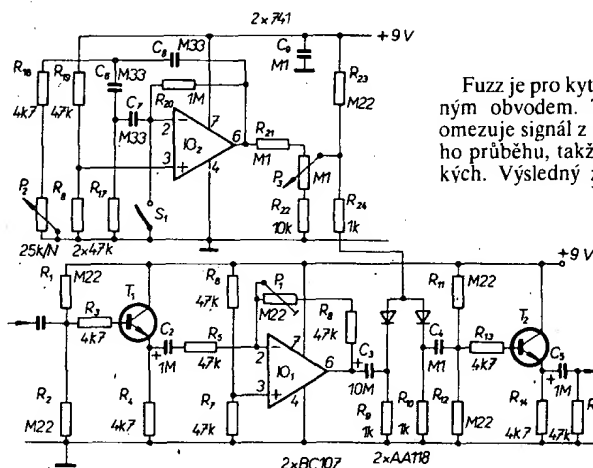
Impulsy z klopného obvodu (na vývodu 11), které jsou odvozeny z rušivých impulsů, jsou usměrněny diodou D_3 a přivedeny na bázi T_1 . Tento tranzistor pracuje jako Millerův integrátor – kondenzátor C_{16} zapojený mezi bázi a kolektor se nabíjí podle četnosti rušivých impulsů a mění kolektorové napětí T_1 . Kolektorovým napětím T_1 se řídí činnost diody D_2 , jejíž vnitřní odpor je v sérii s R_{20} , C_{14} , čímž se řídí zesílení zesilovače impulsů. Charakteristika regulačního zesilovače je na obr. 69. Dioda D_8 a odpor R_{26} vybíjeji



Obr. 68. Kmitočtová charakteristika dolní a horní propusti



Obr. 69. Charakteristika regulačního zesilovače z obr. 67



Obr. 70. Tremolo

paměťový kondenzátor v době mezi dvěma poruchami. Tento vybíjecí obvod má menší časovou konstantu než obvod D_3 , R_{21} , takže kondenzátor C_{16} je zcela vybitý až do té doby, než přijde další impuls. Zvýší-li se opakovací kmitočet impulsů v důsledku intenzivnějšího rušení, bude dioda D_2 přecházet z vodivého stavu do nevodivého, zintenzivní se i činnost obvodu EVP, takže se časté vyklíčování nf

signálu projeví větším zkrácením při poslechu. Integrovaný obvod TDA1001 má stabilizovaný zdroj referenčního napětí (z pěti přechodů emitor-báze).

Aby náhodné zbytky rušení, které mohou pronikat po zemnicích spojích, neměly vliv na vstupní filtr, je výhodné použít k napájení obvodu stabilizované napětí.

Popsané zapojení je vhodné pro monofonní přijímače do motorových vozidel. Chceme-li obvod použít ve stereofonním přijímači, pak dolní propust musí mít kmitočtovou charakteristiku rovnou do 65 kHz (-3 dB) a zpoždění nf signálu musí být 2 až 3 μ s. Aktivní filtr 10 kHz zapojený mezi vývody 7–8 ovlivňuje přenos signálu pilotního kmitočtu při potlačení rušeného nf signálu. Při nesprávném nastavení filtru vznikne interferenční tón.

Funkschau č. 18/76, Grundig TI č. 1/77

Obvody pro hudební nástroje

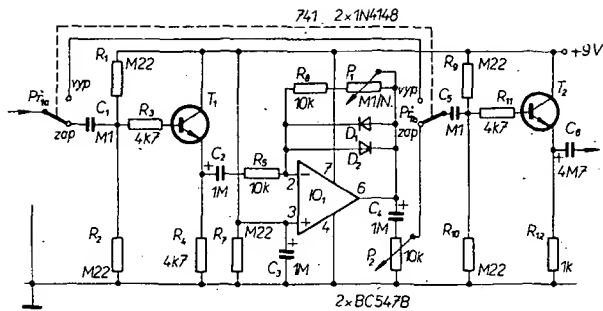
Tremolo

Tremolo je zařízení, které v současné době používá stále více hudebních souborů, produkujících zábavnou hudbu. Tremolo vznikne např. tehdy, když signálem o kmitočtu 1 až 10 Hz amplitudově modulujeme signál z kytary. Nejlepší zvukový dojem získáme, má-li modulační napětí sinusový průběh (jako na obr. 70). Nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na operační zesilovač, jehož zesílení nastavíme potenciometrem P_1 . Signál o kmitočtu 1 až 10 Hz získáme z generátoru s operačním zesilovačem IO_2 a můžeme ho měnit potenciometrem P_2 . Diodový modulátor ($2 \times AA118$) sčítá nf signál se signálem sinusového generátoru. Na odporu R_{10} je k dispozici amplitudově modulaný signál. Hloubku modulace nastavujeme potenciometrem P_3 . Aby následující zesilovač neměl zpětný vliv na modulátor, je modulátor oddělen sledovačem T_2 . Spínacem S_1 můžeme vypnout sinusový generátor. Obvod (při správném nastavení) má zesílení $A_v = 1$, tj. zisk 0 dB. Elektor č. 79–80/77.

Fuzz

Fuzz je pro kytaristu téměř nepostradatelným obvodem. Tento elektronický obvod omezuje signál z kytary na signál pravoúhlého průběhu, takže vzniká mnoho harmonických. Výsledný zvuk z kytary budí dojem

„prostornosti“. Mnoho zesilovačů fuzzu, které jsou prodávány, má tu nevýhodu, že mohou být připojeny pouze ke kytarovému snímači s malou výstupní impedancí. Tento



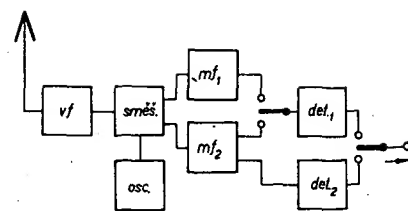
Obr. 71. Fuzz

nedostatek byl odstraněn v obvodu na obr. 71.

Na vstupu je zapojen emitorový sledovač, který odděluje omezovací zesilovač od snímače. Vstupní signál se omezuje v operačním zesilovači IO₁. Jeho zesílení a tím i mez omezení lze nastavit potenciometrem P₁. Začnou-li vést diody D₁, D₂, vznikne fuzzový efekt. Na výstupu fuzzu je emitorový sledovač, přes který je zkreslený signál přiveden do výkonového zesilovače. Kapacita i dlouhého kabelu nemá vliv na vlastní signál a nf zátky jsou potlačeny. Potenciometrem P₂ nastavujeme úroveň výstupního signálu. Přepínačem P₁, který lze vestavět do nožního pedálu, můžeme fuzz vypnout.

Elektor č. 79-80/77

jeho výstup je připojen šestistupňový fázovací obvod (IO_{1b} až IO_{2c}). Tranzistory FET T₁ až T₆ pracují jako napětím řízené odpory. Čím bude větší odpor přechodu kolektor-emitor, tím menší bude fázový posuv. V operačním zesilovači IO_{2d} je sečten přímý a zpožděný signál. Potenciometrem P₂ nastavujeme výstupní napětí, potřebné pro vybuzení výkonového zesilovače. Aby mohl vzniknout fázovací efekt, musíme mít k dispozici generátor trojúhelníkových impulsů, jimiž se řídí činnost tranzistorů FET T₁ až T₆. V generátoru trojúhelníkových impulsů se používá IO₃ a IO₄. První operační zesilovač IO₃ pracuje jako neinvertující klopný obvod, jehož hystereze je nastavena zpětnovazebními odpory R₂₆, R₂₇. Jeho vstupní signál je

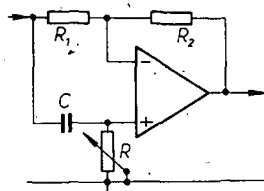
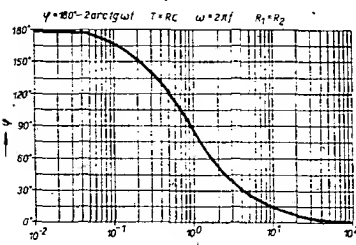


Obr. 74. Blokové schéma přijímače PLL-AM

Přijímací technika

Středovlnný superhet s fázovou smyčkou (PLL-AM)

I když je v současné době zájem o kvalitní příjem soustředěn na VKV, je možné za určitých podmínek přijímat kvalitní signál i na středních vlnách. Při návrhu dále popisovaného zapojení bylo přihlédnuto k tomu, aby byl počet měřicích přístrojů, nutných k nastavování, minimální. Přijímač je velmi citlivý, velmi selektivní a zajišťuje téměř bezporuchový příjem a výstupní signál s minimálním zkreslením. Kromě běžně řešeného superheterodynního přijímače s malou šířkou pásma nf zesilovače a špičkovým detektorem je paralelně k výstupu směšova-



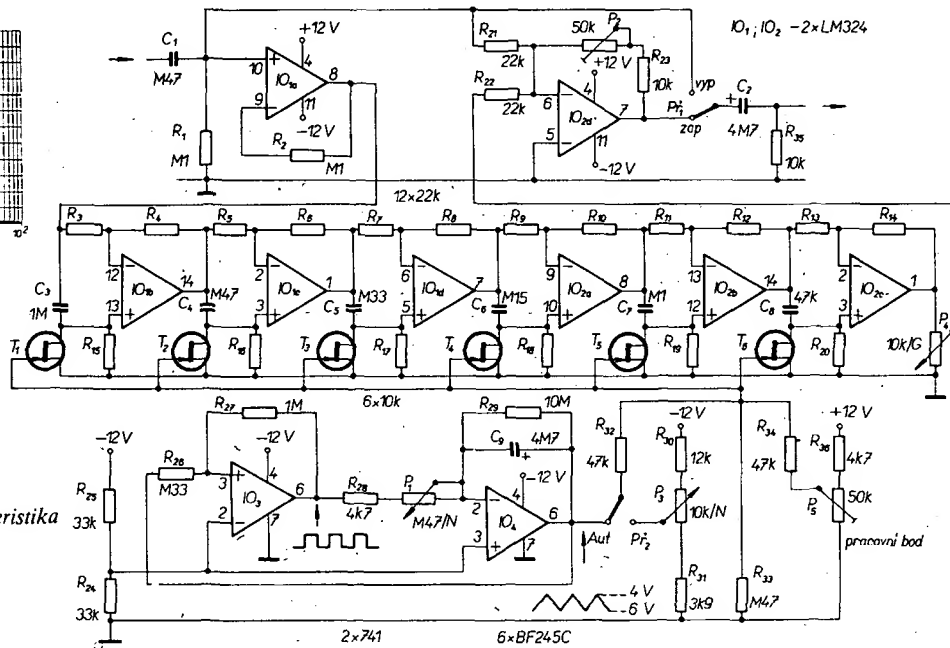
Obr. 72. Základní zapojení a charakteristika fázovacího obvodu

Fázovací obvod

Oproti horní a dolní propusti má fázovací obvod konstantní amplitudu v širokém pásmu kmitočtů. Při použití fázovacího obvodu vzniká kmitočtové závislý fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem. Tohoto jevu může být použito k zpožďování analogových signálů. Proto hudebníci velmi rádi využívají fázovacího obvodu, aby dosáhli „fázovacího“ efektu.

Na obr. 72 je jednoduché zapojení obvodu pro posuv fáze. Fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím je závislý na odporu R a kondenzátoru C. V grafu na obr. 72 je vynesena závislost mezi fázovým posuvem a kmitočtem a je zřejmé, že je zde použito fázovacího článku prvního řádu, který mění fázi od 0° do 180°.

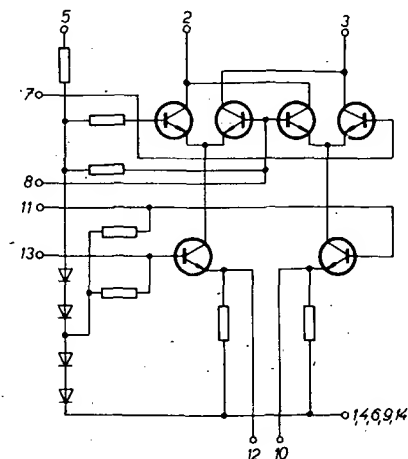
Celkové zapojení fázovacího obvodu je na obr. 73. IO_{1a} je zapojen jako oddělovací zesilovač s velkou vstupní impedancí. Na



Obr. 73. Zapojení fázovacího obvodu

ziskán z integrátoru IO₄, kmitočet je určen článkem R₂₈, P₁ a C₉. Amplituda napětí trojúhelníkovitého průběhu je -6 V až -4 V, takže řídicí elektroda (báze) tranzistorů FET musí být oproti elektrodě S (emitoru) záporná. Generátor trojúhelníkových impulsů můžeme přepínačem P₂ vypnout a fázi řídit ručně potenciometrem P₃. To je potřebné zejména u bicích nástrojů, u nichž může být fázovací efekt přizpůsoben optimálně tempu bubení. Hloubku fázování (tzn. poměrné zesílení přímého a zpožděného signálu) můžeme měnit potenciometrem P₄. Fázovací efekt vynikne, je-li kmitočet generátoru trojúhelníkových impulsů 0,5 až 1 Hz. Zvýšíme-li tento kmitočet asi na 4 Hz, fázovací efekt se ztrácí, ale vzniká nový efekt – vibráto. Potenciometrem P₅ se vyrovnávají tolerance tranzistorů FET.

Elektor č. 79-80/77



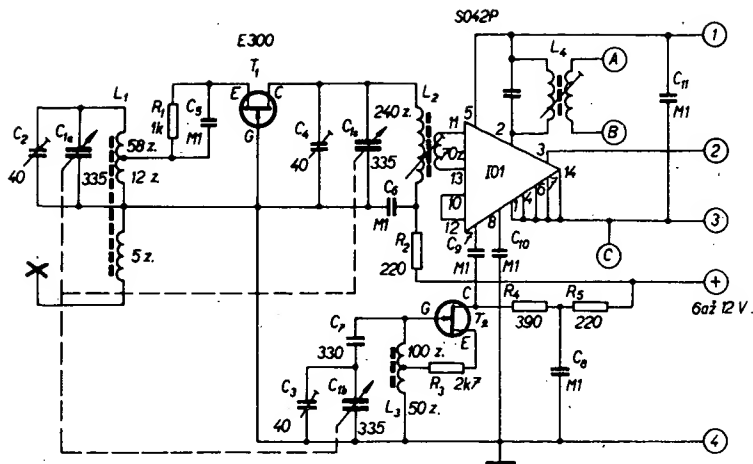
Obr. 75. Zapojení IO SO42P

če připojen širokopásmový mf zesilovač s detektorem PLL-AM. Blokové zapojení přijímače je na obr. 74. Signál z antény je přiveden k vysokofrekvenčnímu předzesilovači, který zlepšuje poměr signál-šum, zlepšuje selektivitu přijímače a potlačuje hvizdy. Oscilátor je osazen tranzistorem FET, čímž se zlepší jeho stabilita oproti oscilátoru s bipolárním tranzistorem. Zesílený vysokofrekvenční signál je spolu se signálem oscilátoru přiveden na balanční směšovač s integrovaným obvodem SO42P. Tento IO pracuje jako univerzální symetrický směšovač až do kmitočtu 200 MHz. Jeho vnitřní schéma je na obr. 75 a je možné ho nahradit dvěma IO MA3006 nebo MA3005. Jeho parametry jsou uvedeny v tab. 6.

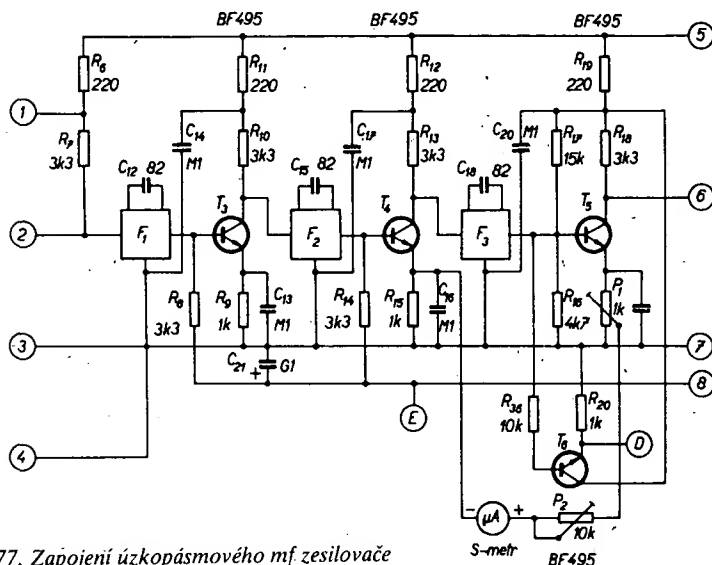
K výstupu směšovače jsou připojeny dva mf zesilovače. Mf₁ je širokopásmový zesilovač s filtry RC a šířkou pásma asi 12 kHz. Úzkopásmový mf zesilovač (mf₂) má místo obvyklých cívkových pásmových propustí keramické filtry SFD455B, jejichž parametry jsou v tab. 7 (str. 143). Šířka pásma jednoho filtru je asi 4,5 kHz; takže šířka pásma celého mf zesilovače je asi 3 kHz. První předností tohoto zesilovače je, že při silném rušeném příjmu středovlnného vysílání je možné přijímat signál na boku rezonanční křivky, kde bývá rušení méně nebo vůbec nerušen, takže je možný uspokojivý poslech. Druhou jeho předností je, že po připojení detektoru SSB je možno přijímat signál s jedním postranním pásmem. K výstupu mf₁ a mf₂ je přes přepínač připojen synchronní detektor det₁. Kromě toho je na výstup mf₂ připojen obvyklý diodový spíkový detektor, takže můžeme volit jeden z druhů detekce.

Synchronní detektor pracuje na principu fázové smyčky (PLL). Můžeme si ho představit jako produkt-detektor, který má na jednom vstupu signál určený k demodulaci a na druhém vstupu nosnou, která má stejný kmitočet a stejnou fázi jako vstupní signál. Je-li šířka PLL malá, dochází k nežádoucímu selektivnímu úniku (fadingu). Z tohoto detektoru je možné budít jakýkoli mf zesilovač.

Na obr. 76 je zapojení vysokofrekvenční části přijímače. Vstupní obvod L₁, C_{1A}, C₂ je laděn jednou sekcí trojitěho ladicího kondenzátoru. Cívka L₁ je navinuta na feritové anténě; vazební cívkou (asi 5 z) ji lze připojit k venkovní anténě. Z odbočky cívky L₁ je signál přiveden na řídicí elektrodu E tranzistoru T₁ (FET). V předzesilovači je nastaven tak, aby jednak měl dostatečné zesílení, které „kompenzuje“ šum následujícího zesilovače, a jednak aby nezakmitával při nesprávně zvolené odbočce cívky L₁. Přes pásmovou propust (cívku L₂) je zesílený signál z T₁ přiveden na směšovač. Signál z T₁ je na směšovač s IO₁ připojen symetricky, takže IO je necitlivý na případný nesymetrický signál. Signál z oscilátoru je přiveden na diferenční zesilovač. Aby rozsah použití přijímače byl co nejširší (jak je tomu u komunikačních profesionálních přijímačů), musí být místní oscilátor co nejstabilnější. V oscilátoru je proto použit tranzistor FET (T₂), jehož



Obr. 76. Zapojení vf části přijímače PLL-AM



Obr. 77. Zapojení úzkopásmového mf zesilovače

elektroda S (emitor) je připojena na odbočku L₃. Nekmitá-li tranzistor v celém rozsahu přijímaných kmitočtů, můžeme zmenšit odpor R₃, nebo paralelně k němu připojit kondenzátor. Oscilátorový signál je odebrán z kolektoru T₂ a přiváděn na směšovač (vývod 7 IO₁). Změny napájecího napětí nemají vliv na stabilitu kmitočtu oscilátoru, takže oscilátor vyhovuje požadavkům na příjem signálů SSB.

Z výstupu směšovače (vývody 2 a 3 IO₁) je signál s kmitočtem 455 kHz přiveden na vstup dvou různých mf zesilovačů. Přes laděný obvod L₄ (vývody A, B) na širokopásmový zesilovač (viz obr. 79) a z vývodu 3 IO₁ na první keramický filtr (F₁) úzkopásmového mf zesilovače. Úzkopásmový zesilovač (obráz. 77) je osazen tranzistory T₃, T₄, T₅, mezi nimiž jsou zapojeny keramické filtry. Použití filtrů umožňuje dosáhnout velké selektivity při malém průchozím útlumu (max. 9 dB). Bohužel keramické filtry jsou citlivé na kapacitní „přetížení“, a proto spoje od tranzistorů k filtrům musí být co nejkratší, aby se útlum filtrů zbytečně nezvětšoval. Zesílení mf zesilovače je voleno tak, aby byly vyrovnány i ztráty filtrů.

V mf zesilovači je zapojen i obvod AVC. Mf signál z kolektoru T₃ je usměrněn diodami D₁, D₂. Záporné napětí řídí přes odpor R₂₂ napětí na bázích prvních dvou mf stupňů (T₃, T₄). Obvod je navržen tak, aby při vstupních signálech větších než 1 μV byl na výstupu konstantní signál detektoru úrovně.

Úzkopásmový mf zesilovač je doplněn S-metrem, který je zapojen poněkud neobvyklým způsobem. S-metr (viz obr. 77) je

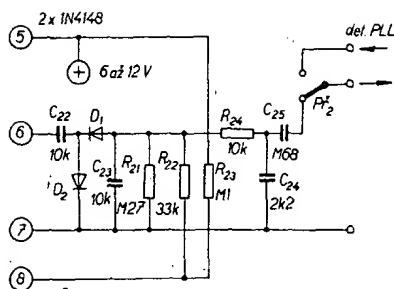
zapojen mezi emitory tranzistorů T₄, T₅. Oba tranzistory mají stejný pracovní bod, takže výchylka S-metru je závislá na proudu, úměrném napětí AVC tranzistoru T₄ a je nezávislá na proudu tranzistoru T₅. Napětí na emitoru T₄ je při AVC zápornější, než napětí na emitoru T₅. Tento rozdíl napětí je indikován měřidlem. Potenciometrem P₁ nastavíme 0 měřidla při odpojení signálu a potenciometrem P₂ maximální výchylku.

Na obr. 79 je zapojení širokopásmového mf zesilovače s filtry RC. Šířka pásma tohoto zesilovače je asi 12 kHz. Vývody A, B, C, D a E na obr. 79 musí být propojeny se stejnými vývody na obr. 76, 77. Signál ze směšovače (IO₁) je přes běžný mf filtr (cívka L₄) přiveden na zesilovač na obr. 79. Paralelní kondenzátor k cívce L₄ je součástí filtru a je v něm vestavěn. Zapojení tohoto zesilovače je tak jednoduché, že popisovat jeho funkci není třeba. Je však třeba upozornit, že vývod E je společný pro oba mf zesilovače. Celkové zesílení řádu jednotek μV při šířce pásma 12 kHz nebudou tak dobře slyšitelné, jako při připojení úzkopásmového mf zesilovače.

Přepínačem P₁ můžeme přijímač přepínat z úzkopásmového na širokopásmový mf zesilovač připojováním nebo odpojováním napájecího napětí je pro tranzistor T₄. V poloze „úzké pásmo“ je napájecí napětí tranzistoru T₄ odpojeno, tranzistor T₆ zesiluje mf signál přivedený z filtru F₃, takže výstupní signál

Tab. 6. Parametry IO SO42P

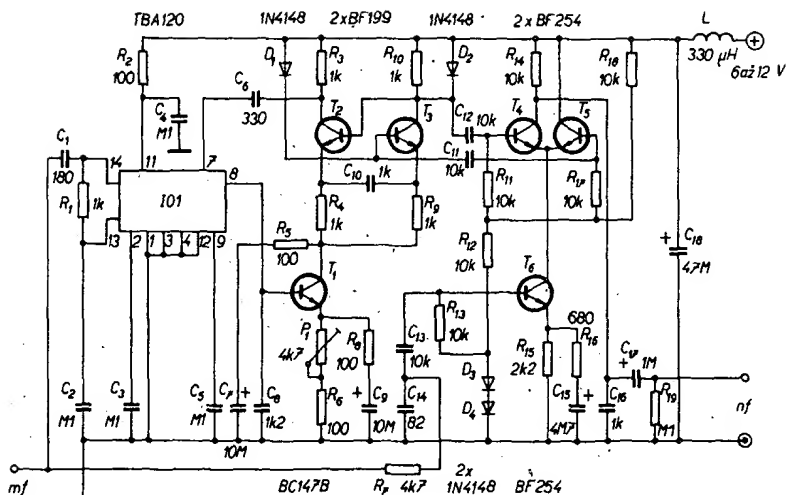
Parametr	Typ. velikost
Celkový odběr proudu ($I = I_2 + I_3 + I_5$)	1,9 mA.
Výstupní proud ($I_2 = I_3$)	500 μA.
Řídicí proud (I_5)	0,9 mA.
Maximální napětí U ₂ (při $I_1 = 10 \mu A$)	25 V.
Maximální napětí U ₅ (při $I_2 = 10 \mu A$)	25 V.
Výstupní kapacita	6 pF.
Směšovací strmost	5 mA/V.
Šumové číslo (při $f = 100 \text{ MHz}$; $R_0 = 240 \Omega$)	7 dB.



Obr. 78. Zapojení špičkového detektoru

úzkopásmového zesilovače je z vývodu D přes C_{34} a L_6 , C_{36} přiveden na synchronní detektor. Při poloze „široké pásmo“ je napětí na emitoru T_9 a tedy i T_6 větší než napětí na bázi T_6 , který se samozřejmě uzavře a tím zablokuje cestu signálu z úzkopásmového zesilovače. Signál širokopásmového zesilovače může projít tedy na výstup. Obvod L_6 , C_{36} tvoří dolní propust, takže zbytky signálů v kmitočtu mimo mf kmitočet jsou potlačeny. Na výstupu synchrodetektoru je nezkrácený výstupní signál jen při dobře filtrovaném vstupním signálu.

Na výstupu špičkového detektoru na obr. 78 je zapojen přepínač $Př_2$, kterým můžeme připojit k výstupu úzkopásmového zesilovače buď špičkový detektor nebo synchrodetektor. Širokopásmový mf zesilovač pracuje jen ve spojení se synchrodetektorem. Synchrodetektor (synchrodetektor) pracuje jako produkt detektor, který multiplikativně směřuje modulovaný mf signál se signálem PLL (stejněho kmitočtu a fáze jako mf signál). Z rovnic charakterizujících činnost produkt detektoru je zřejmé, že jeho výstupní signál má kromě demodulovaného mf signálu ještě zbytky mf signálu, které musíme potlačit vhodným filtrem. Synchrodetektor je možné zapojit několika způsoby. Na obr. 80 a 81 jsou dva z možných způsobů zapojení. Oba detektory se od sebe liší použitými aktivními součástkami.



Obr. 81. Zapojení detektoru PLL typu B

Detektorem na obr. 81 (dále detektor typu B) je možno dosáhnout výsledků, které odpovídají střední jakosti. Jeho nastavení je velmi jednoduché. Jeho stabilita, zkreslení a selektivita jsou horší než v zapojení podle obr. 80. Pro ty, kteří chtějí dosáhnout co nejlepších výsledků, je určeno zapojení podle obr. 80. Tento detektor pracuje s oscilátorem LC, který umožňuje zasynchronování na signál jen s jedním postranním pásmem a nosnou 30 %. V zapojení B je možné zasynchronování jen na silný signál. Protože je činnost obou detektorů stejná, popíšeme si jen detektor A (obr. 80) a na konec některé detaily, v nichž se oba detektory liší. Detektor A (obr. 80) je složen z napětově řízeného oscilátoru (NRO), fázového komparátoru a dolní propusti (tvoří smyčku PLL), produkt detektoru a druhé dolní propusti. IO_1 (obr. 80) je zapojen jako fázový komparátor. Na vývody 7 a 9 je přiveden mf signál a na vývod 14 signál z NRO, posunutý o 90° obvodem

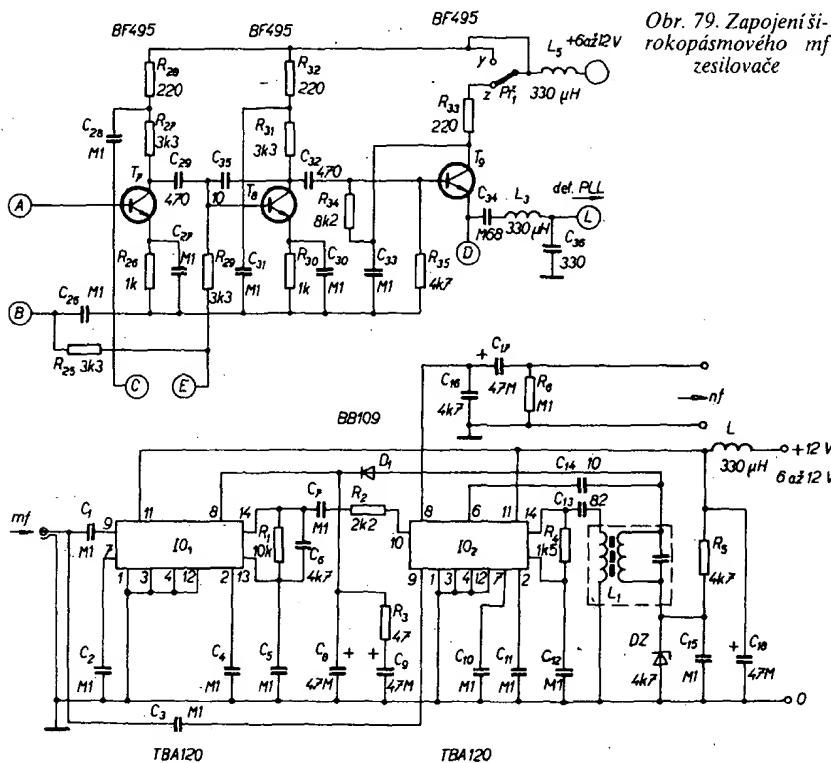
R_2 , C_6 . Omezovač v IO_2 pracuje jako NRO. Běžný mf filtr (cívka L_1) je zapojen jako indukčnost oscilačního obvodu. Výstupní signál z fázového komparátoru (vývod 8 IO_1) řídí přes dolní propust C_8 , R_3 , C_9 a přes varikap D_1 kmitočet NRO.

Signál oscilátoru z PLL, který má stejnou fázi a stejný kmitočet jako vstupní signál mf kmitočet, se směšuje v produkt detektoru (detektor IO_2) s mf signálem, který se přes kondenzátor C_3 přivádí na vývod 9 IO_2 . Výstupní signál z produkt detektoru (vývod 8 IO_2) obsahuje i zbytky mf signálu, které se potlačují obvodem C_{16} , R_6 .

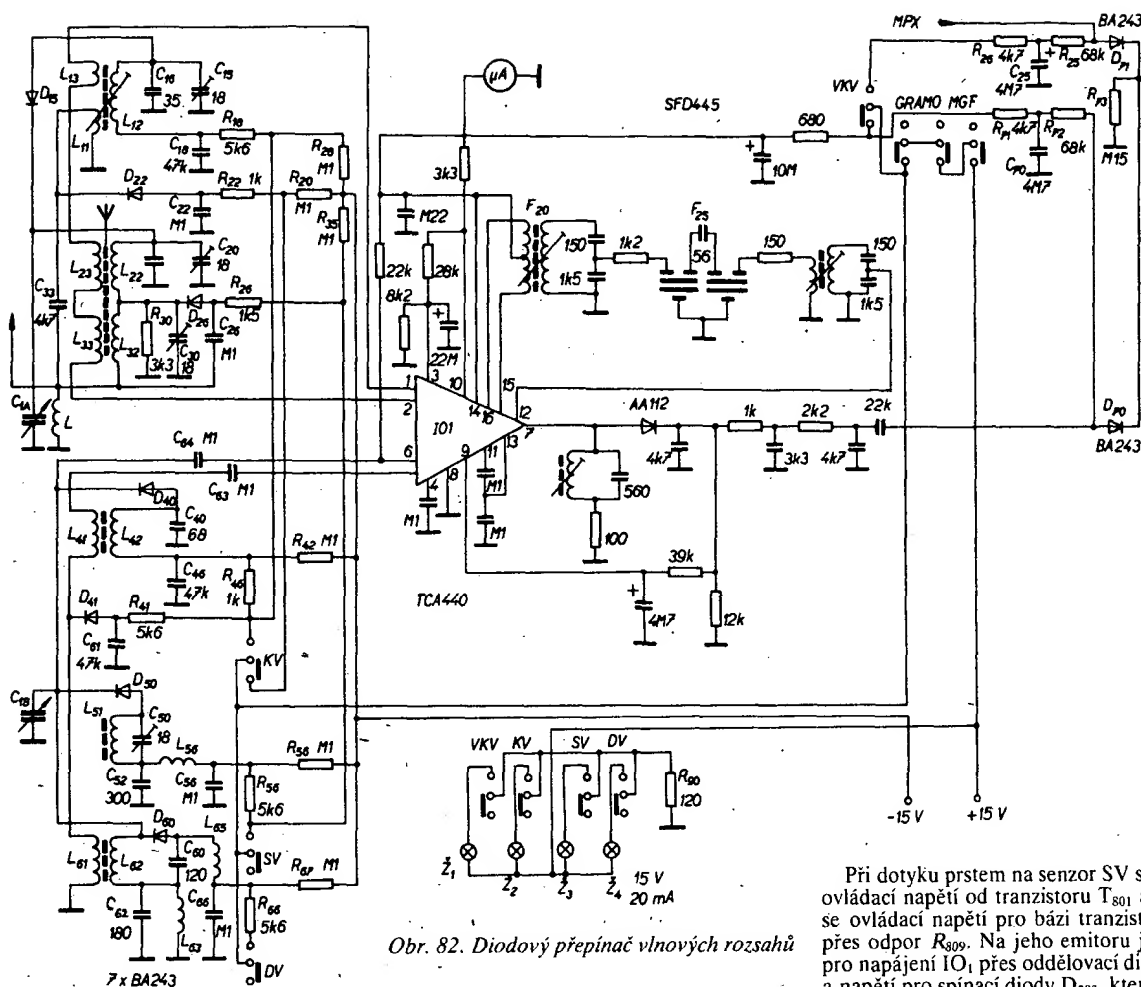
Synchrodetektor na obr. 81 používá obvod TBA120 jako komparátor fáze. NRO je sestaven ze tří tranzistorů T_1 , T_2 , T_3 . Vstupní mf signál je přiveden na vstup IO_1 (vývod 14) a signál NRO na vývod 7. Výstupní signál komparátoru mění pracovní bod T_1 a tím i kmitočet NRO. Dolní propust je tvořena kondenzátory C_7 , C_8 a odporem R_5 . Signál z NRO je přes kondenzátory C_{11} a C_{12} přiveden na tranzistory T_4 , T_5 , které s tranzistorem T_6 tvoří produkt detektor. mf signál přichází na produkt detektor přes odpor R_7 . Výstupní signál je veden ze spoje R_{14} , C_{16} na výstup. Odpor R_{14} a kondenzátor C_{16} potlačují zbytky signálu nosného kmitočtu. *Elektr. č. 54/76*

Přepínání vlnových rozsahů spínacími diodami

Na obr. 82 je zapojení přijímače, u něhož se vlnové rozsahy přepínají spínacími diodami. Signál z antény při zvoleném rozsahu KV je přes kondenzátor C_{33} přiveden na anténní vinutí L_{11} . Dioda D_{22} je nevodivá, protože dostává malé záporné předpětí ze zdroje -15 V přes odpory R_{20} a R_{22} , takže ani velký vstupní signál ji nemůže otevřít. Laděný obvod L_{12} , C_{11} , C_{16} , C_{15} je střídavě uzemněn přes kondenzátor C_{18} . Dioda D_{15} přepíná laděný obvod L_{12} , C_{15} , C_{16} ke kondenzátoru C_1 . Po stlačení tlačítka KV teče proud přes odpor R_{18} , diodu D_{15} , cívku L_{22} a tlumivku L . Dioda D_{15} je vodivá. Na ostatních vlnových rozsazích je nevodivá, neboť má na anodě malé záporné předpětí ze zdroje -15 V přes odpor R_{28} , R_{18} a L_{12} . Současně se připojí i oscilační obvod L_{41} , L_{42} . Ladiční vinutí L_{42} se připojí přes diodu D_{40} na C_1 a zpětnovazební vinutí přes diodu D_{41} a kondenzátor C_{61} se „střídavě“ uzemní. Dioda D_{40} se otevírá napětím +15 V. Proud teče přes odpor R_{46} , cívku L_{42} , diodu D_{40} , ladiční vinutí DV L_{62} a tlumivku L_{63} . Jinak je D_{40} uzavřena předpětím ze zdroje -15 V přes odpor R_{42} . Dioda D_{41} , která je uzavřena záporným předpětím přes odpor R_{28} , se otevře napětím



Obr. 80. Zapojení detektoru PLL typu A



Obr. 82. Diodový přepínač vlnových rozsahů

+15 V přes odpor R_{41} a zpětnovazební vinutí L_{61} .

Cívky vstupních obvodů dlouhých a středních vln jsou navinuty na feritové anténě. Při stlačení tlačítka SV se diodou D_{26} zkratuje obvod dlouhých vln a „střídavě“ se přes kondenzátor C_{26} uzemní studený konec cívky L_{22} . Tímto napětím se ještě více uzavře dioda D_{15} , která připojuje cívku L_{12} k ladicímu kondenzátoru C_1 . Vazební vinutí L_{23} je zapojeno do série s vazební vinutím krátkých vln L_{13} a dlouhých vln L_{33} . Proud při stlačení tlačítka SV teče z +15 V přes odpor R_{26} , diodu D_{26} , cívku L_{22} a tlumivku L_{33} . Současně se připojí i oscilační obvod L_{51} , C_{50} a padingový kondenzátor C_{52} k ladicímu kondenzátoru C_1 . (Proud teče z +15 V přes odpor R_{56} , tlumivku L_{56} , cívku L_{51} , diodu D_{50} , cívku L_{62} oscilátoru DV a tlumivku L_{63}).

Při stlačení tlačítka DV jsou všechny diody ve vstupních obvodech uzavřeny. Laděný vstupní obvod při DV je spojen do série se vstupním obvodem středních vln. Oscilační obvod se přes diodu D_{60} připojí k ladicímu kondenzátoru C_1 . Proud teče z +15 V přes odpor R_{66} , tlumivku L_{65} , diodu D_{60} , cívku L_{62} a tlumivku L_{63} . Současně se připojí padingový kondenzátor C_{62} . Zpětnovazební vinutí L_{61} je spojeno do série s vinutím L_{41} . Při všech rozsazích AM je napětím +15 V přes odpory R_{71} , R_{72} otevřena dioda D_{70} a dioda D_{71} uzavřena úbytkem napětí na odporu R_{73} . Diodou D_{71} je připojen nf signál z dílu VKV. Nahradíme-li přepínače ovládacím napětím získaným např. ze senzorů, můžeme pak rozsahy přepínat dálkově nebo senzory. Zapojení pro ovládání spínacích diod senzory je na obr. 83.

Po zapnutí přijímače se připojí ovládací napětí pro tranzistory T_{810} a T_{811} , z nichž se napájejí VKV. Tranzistory T_{801} , T_{802} a T_{803} jsou

nevodivé. Při sepnutí senzoru KV bude na bázi tranzistoru T_{801} ovládací napětí, které otevře tranzistor T_{801} a připojí napětí na spínací diody ve vstupní a oscilátorové části dílu AM. Současně se přes oddělovací diodu D_{801} připojí napájecí napětí pro IO₁. Proud pro spínací diody teče z emitoru T_{801} přes odpor R_{201} , vazební cívku KV L_{203} , diodu D_{203} , tlumivku L_{206} , vazební cívku DV a SV L_3 , odpor R_{209} a R_{204} . Současně se přes odpor R_{202} a diodu D_{201} , kondenzátor C_{207} střídavě uzemní vstupní obvod KV L_{203} , C_{203} , C_{204} , C_{208} , C_2 . Stejněsměrné napětí se v tomto případě uzavírá přes cívku vstupního obvodu L_{202} , tlumivku L_{207} a odpor R_{204} . Současně se přes odpor R_{214} a diodu D_{211} připojí cívka oscilátoru L_{210} k ladicímu kondenzátoru C_1 a přes diody D_{213} , D_{212} zpětnovazební vinutí L_{212} . Stejněsměrné je obvod uzavřen pro diodu D_{211} přes odpor R_{214} , cívku L_{210} , diodu D_{211} , D_{206} (zkratuje padingový kondenzátor C_{224}), D_{207} (zkratuje padingový kondenzátor C_{226}), cívku L_{214} (oscilační cívka DV) a odpor R_{221} . Zpětnovazební vinutí je připojeno průtokem proudů odporem R_{227} , diodami D_{213} , D_{212} a odporem R_{221} .

Tab. 7. Keramický filtr SFD455B

<p>pohled zespodu</p>	<p>1-2: vazební kondenzátor 3: vstup 4: výstup 5: zem</p>
<p>Střední kmitočet Selektivita S_3 dB Selektivita Zvlnění v pásmu Vstupní a výstupní impedance Útlum v pásmu (max.)</p>	<p>455 \pm 2 kHz. 4,5 \pm 1 kHz. 26 dB při -10 kHz, 20 dB při +10 kHz. 1,5 dB. 3 k Ω. 9 dB.</p>

Při dotyku prstem na senzor SV se odpojí ovládací napětí od tranzistoru T_{801} a připojí se ovládací napětí pro bázi tranzistoru T_{803} přes odpor R_{809} . Na jeho emitoru je napětí pro napájení IO₁ přes oddělovací diodu D_{803} a napětí pro spínací diody D_{202} , která připojuje cívku L_1 k ladicímu kondenzátoru C_2 přes cívku L_{203} a pro diody D_{207} , D_{208} . Stejněsměrné je obvod D_{202} uzavřen přes odpor R_{208} , tlumivku L_{208} , cívku L_1 , cívku L_2 , tlumivku L_{207} a odpor R_{204} . Cívka oscilačního obvodu L_{217} je k ladicímu kondenzátoru C_1 připojena přes diodu D_{208} a padingový kondenzátor C_{224} . Padingový kondenzátor DV C_{226} je zkratován diodou D_{207} . Spínací napětí pro oscilátor SV je stejněsměrné uzavřeno cestou: R_{222} , L_{217} , D_{208} , D_{207} , L_{214} a R_{221} . Cívky L_1 a L_2 jsou zapojeny paralelně a rovněž tak i cívky L_{214} a L_{217} .

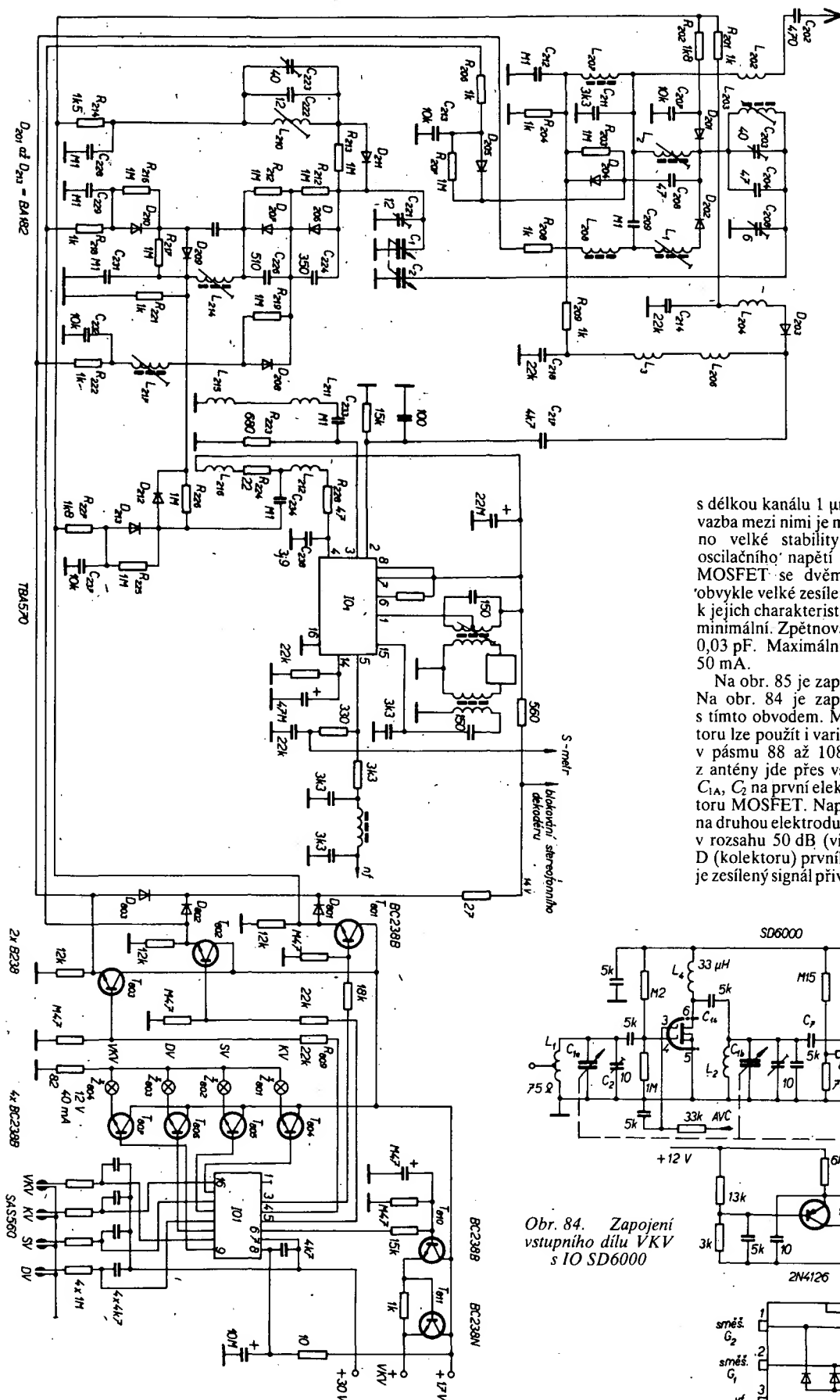
Po dotyku prstem na senzor DV se ovládací napětí dostane přes odpor 22 k Ω na bázi tranzistoru T_{802} . Přes diodu D_{802} se připojí napájecí napětí na IO₁. Z emitoru T_{802} se připojí napětí na spínací diody D_{204} , D_{205} , D_{209} a D_{210} . Dioda D_{204} připojí kondenzátor C_{208} paralelně k cívce vstupního obvodu DV L_2 . Stejněsměrný proud teče z emitoru T_{802} přes odpor R_{206} , diody D_{205} , D_{204} a odpor R_{204} . V oscilátorovém obvodu teče stejněsměrný proud z emitoru T_{802} přes odpor R_{218} , diody D_{209} , D_{210} a odpor R_{221} . Cívka L_{214} je k ladicímu kondenzátoru C_1 připojena přes padingové kondenzátory C_{224} , C_{226} .

Jednotlivé vlnové rozsahy jsou indikovány žárovkami Z_{801} až Z_{804} , spínanými tranzistory T_{804} až T_{807} .

Firemní literatura Nordmande a Telefunken

Vstupní díl VKV s integrovanými obvody

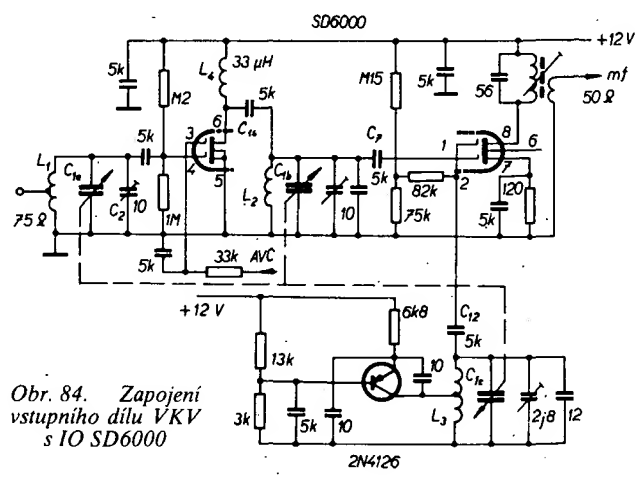
V současné době (1977) dala firma Signetics do prodeje IO SD6000, který je určen pro vf předzesilovače a směšovače asi do 100 MHz. Tento IO má dva oddělené tran-



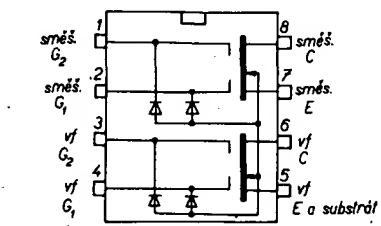
Obr. 83. Diodový prepínač vlnových rozsahů, ovládaný senzory (neoznačený kondenzátor u D_{208} je 110 pF).

s délkou kanálu 1 μm na jednom čipu, takže vazba mezi nimi je minimální. Tím je dosaženo velké stability a malého vyzářování oscilačního napětí do antény. Tranzistory MOSFET se dvěma elektrodami G mají obvykle velké zesílení a malý šum. Vzhledem k jejich charakteristice je i křížová modulace minimální. Zpětnovazební kapacita C_{12} je asi 0,03 pF. Maximální kolektorový proud je 50 mA.

Na obr. 85 je zapojení vývodů tohoto IO. Na obr. 84 je zapojení vstupní jednotky s tímto obvodem. Místo ladičích kondenzátorů lze použít i varikapy. Výkonové zesílení v pásmu 88 až 108 MHz je 30 dB. Signál z antény jde přes vstupní laděný obvod L_1 , C_{1A} , C_2 na první elektrodu G prvního tranzistoru MOSFET. Napětím AVC, přivedeným na druhou elektrodu G, můžeme řídit zesílení v rozsahu 50 dB (viz obr. 86). Z elektrody D (kolektoru) prvního tranzistoru MOSFET je zesílený signál přiveden přes obvod L_2 , C_{1B} ,

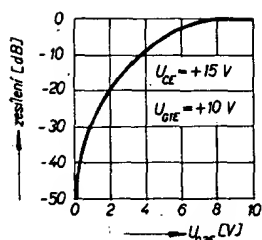


Obr. 84. Zapojení vstupní díly VKV s IO SD6000



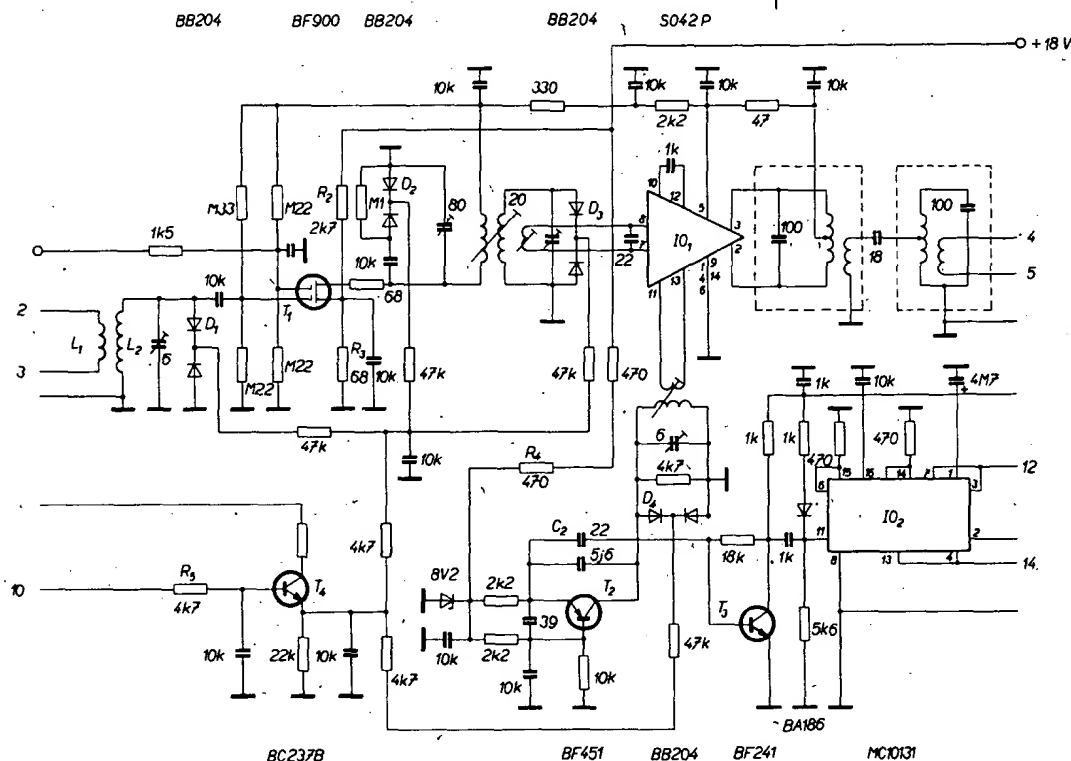
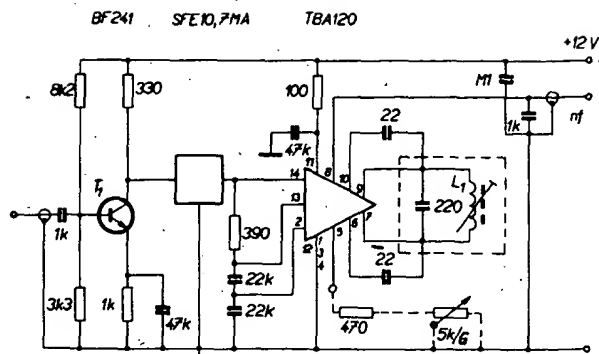
Obr. 85. Rozložení vývodů a vnitřní schéma IO SD6000

zistory MOS se dvěma elektrodami G, které jsou chráněny Zenerovými diodami, které zabezpečují, že se na elektrody G nedostane napětí větší než +25 V a menší než -3 V. Oba tranzistory MOSFET mají kanál typu n a jsou zhotoveny technologií D-MOS



Obr. 86. Závislost zesílení na napětí druhé elektrody G jednoho z tranzistorů v SD6000

Obr. 88. Jednoduchý mf zesilovač pro FM



Obr. 87. Vstupní díl VKV s IO SO42P

C_1 na první elektrodu G směšovače (druhý MOSFET v IO) a signál oscilátoru z tranzistoru T_1 na druhou elektrodu G směšovače. Oscilátor pracuje v zapojení se společnou bází.

Na obr. 87 je zapojení vstupní jednotky VKV laděné varikapem s integrovanými obvody ve směšovači a s děličem kmitočtu 4 : 1, kterého můžeme využít pro digitální stupnici. Jednotka je modulové koncepce s vývody po jedné straně.

Anténní signál je přes vývody 2-3 přiveden na vazební vinutí L_1 s impedancí 60 Ω . Napětí naindukované do laděného obvodu L_2 , D_1 je přivedeno na elektrodu G_1 tranzistoru T_1 (BF900). Napětím AVC 5 až 0 V v druhé elektrodě G je možno regulovat zesílení v rozsahu 45 dB. Tímto způsobem regulace ve vf předzesilovači lze zabránit přebuzení vf předzesilovače a směšovače při velkém vstupním signálu. Aby bylo zachováno záporné předpětí na elektrodě G_2 , je na elektrodě S (emitoru) kladné předpětí, získané odporovým děličem R_2 , R_3 .

V kolektoru T_1 je zapojen primární obvod pásmové laděné propusti. Propust je laděna varikapem D_2 , D_3 . Pásmová propust spolu se vstupním obvodem zaručují velkou selektivitu. Sekundární obvod je vazební smyčkou navázan na vstup směšovače s IO SO42P (vývody 7 a 8). Tento obvod je velmi odolný proti vzniku křížové modulace. Oproti směšovači s tranzistorem FET má tu výhodu, že potřebuje podstatně menší oscilační napětí a má podstatně větší směšovací strmost. Oscilátor pracuje v zapojení se společnou bází s tranzistorem T_2 (BF241). Výkon osci-

látoru je velmi malý a signál oscilátoru je na směšovač přiveden vazebním vinutím. Aby amplituda signálu oscilátoru byla nezávislá na napájecím napětí, je napájecí napětí oscilátoru stabilizováno Zenerovou diodou $U_Z = 8,2$ V přes odpor R_4 .

Kromě jiného má zapojení i tu výhodu, že je vzhledem k symetrickým vstupům 7-8 a 11-13 dosaženo dobrého potlačení jak vstupního signálu, tak i signálu oscilátoru na výstupu 2-3 směšovače. Výstupní signál ze směšovače je přes kapacitně vázanou pásmovou mf propust a přes vazební vinutí vyveden na vývody 4-5 konektoru. Vazební vinutí je možno uzemnit spojením jednoho jeho konce s vývodem 6 konektoru.

Část oscilačního napětí je přes kondenzátor C_2 přivedena do báze T_3 a zesílena na úroveň potřebnou pro dělič s obvodem ECL MC10131, který dělí oscilační kmitočet v poměru 4 : 1. Na vývodech 12-14 konekturu je

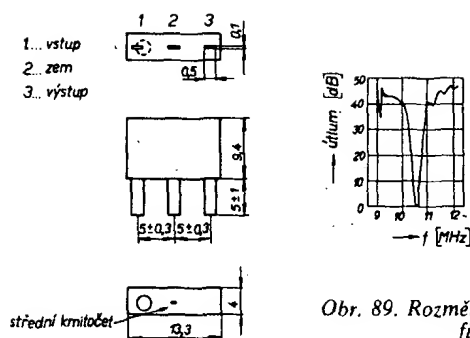
mezivrcholové výstupní napětí asi 0,6 V. Ladicí napětí je přivedeno přes vývod 10 konekturu a přes odpor R_5 do báze emitorového sledovače T_4 , který kompenzuje teplotní součinitel varikapů D_1 až D_4 a zlepšuje teplotní stabilitu ladicího napětí. Elektronischau č. 5/77, Radio-tv-electronic č. 7/77

Jednoduchý mezifrekvenční zesilovač pro FM

Oproti původní koncepci popsané již v Radiovém konstruktéru č. 5/74 je mf zesilovač upraven a mezi IO a tranzistor je zařazen keramický filtr. Zapojení je uvedeno na obr. 88. V daném zapojení zlepšuje přidání tranzistoru při slabém signálu poměr signál/šum, neboť aby bylo dosaženo dobrého poměru signál/šum, musí být na koincidenční detektor přiveden úplně omezený (zcela zalimitovaný) signál. Další výhodou použitého předzesilovače je, že zmenšuje zkreslení; při malém signálu je totiž v původním zapojení zkreslení slyšitelné. Pro obvod detektoru je možné použít běžný obvod pro mf kmitočet 10,7 MHz. Potenciometrem na vývodu 5 můžeme nastavit zesílení.

Elektor č. 55-56/76





Obr. 89. Rozměry, křivka selektivity a měřicí obvod filtru SPF10700 A150.

Mf zesilovač pro FM s keramickým filtrem

Dříve než si popíšeme mf zesilovače na obr. 90a a 90b, všimneme si vlastností použitého keramického filtru - SPF10700 A150, vyráběného v NDR v závodě VEB Keramische Werke Hermsdorf. Filtry jsou podle středního kmitočtu rozděleny na pět skupin:

1. má stř. kmitočet $10,6 \pm 0,03$ MHz (zelená tečka),
2. má stř. kmitočet $10,65 \pm 0,03$ MHz (modrá tečka),
3. má stř. kmitočet $10,70 \pm 0,03$ MHz (bez označení),
4. má stř. kmitočet $10,75 \pm 0,03$ MHz (fialová tečka),
5. má stř. kmitočet $10,8 \pm 0,05$ MHz (šedá tečka).

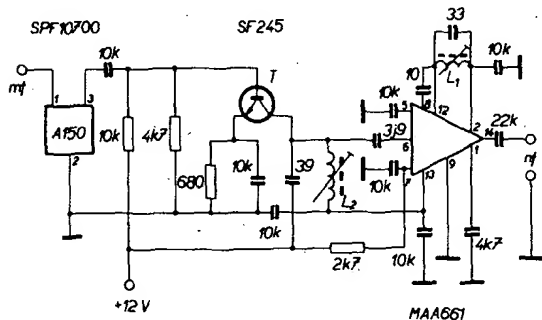
Šířka pásma pro -3 dB je 160 až 220 kHz; selektivita $S_{300} \approx 38$ dB; útlum v potlačeném pásmu ≈ 30 dB; zvlnění ≈ 3 dB, typ. ≈ 1 dB; nesymetrie ≈ 10 dB; útlum v propustném pásmu 4 až 8 dB; rozsah provozních teplot -25 až $+70$ °C; změna středního kmitočtu v rozsahu provozních teplot je $\approx 0,75$ %, kapacita výstupního obvodu lze volit, kapacita výstupního obvodu je 50 pF; impedance na vstupu je 270Ω , 5 pF; impedance na výstupu je 270Ω , 5 pF; počet obvodů: 4 mechanické, 1 elektrický, maximální vf napětí 2 V, maximální stejnosměrné napětí 20 V; izolační odpor mezi vývody je 500 k Ω . Rozměrový náčrtku filtru, jeho cha-

rakteristika a obvod pro měření jsou na obr. 89. Při řazení dvou filtrů za sebou se zlepši selektivita S_{300} na více než 60 dB a šířka pásma se zmenší asi o 35 kHz.

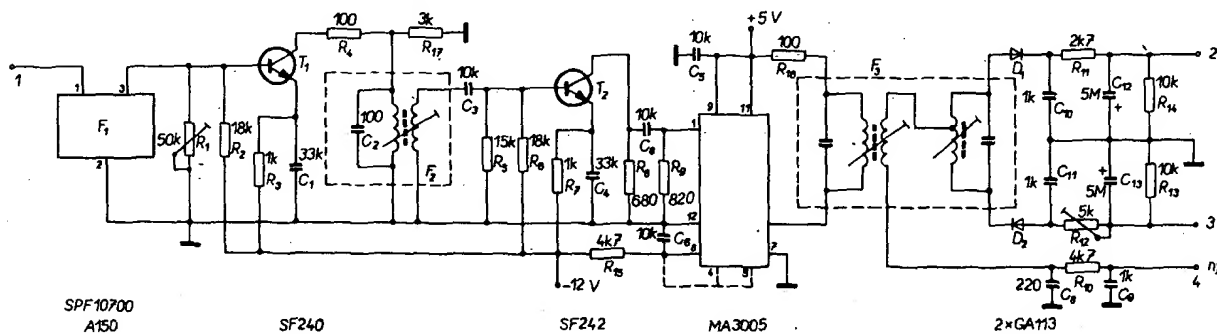
Zapojení mf zesilovače s tímto keramickým filtrem a s integrovaným obvodem MAA661 je na obr. 90a. Vstup keramického filtru je připojen na výstup pásmové propusti ve vstupním dílu VKV.

Druhý mf zesilovač s filtrem SPF10700 A150 je na obr. 90b. Piezokeramický filtr na vstupu mf zesilovače určuje selektivitu zesilovače. Filtr je připojen na výstup vstupního dílu VKV. Výstup filtru je připojen do báze tranzistoru SF240 (KF167). Potenciometrem P_1 můžeme podle kvality vstupního dílu VKV nastavit napětí, od kterého je signál omezen. Filtr F_2 tvoří zatěžovací odpor tranzistoru T_1 a jeho šířka pásma je asi 400 kHz. Tento filtr zvětšuje útlum v potlačeném pásmu a zvětšuje zesílení (oproti odporovému zesilovači). Primární obvod filtru je zatlučen odporem R_{17} . Druhý stupeň mf zesilovače s tranzistorem SF245 (KF173) je zapojen jako širokopásmový zesilovač (tranzistor v zapojení se společným emitorem), jehož zatěžovací odpor může být relativně malý. Následující IO (MA3006) je zapojen jako diferenciální zesilovač s velkým vstupním odporem, takže tranzistor T_2 není zatěžován. Na výstupu IO je poměrový detektor. Předností poměrového detektoru je, že i při malých signálech velmi dobře potlačuje rušivá napětí.

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 11/74, č. 24/76, č. 1/77



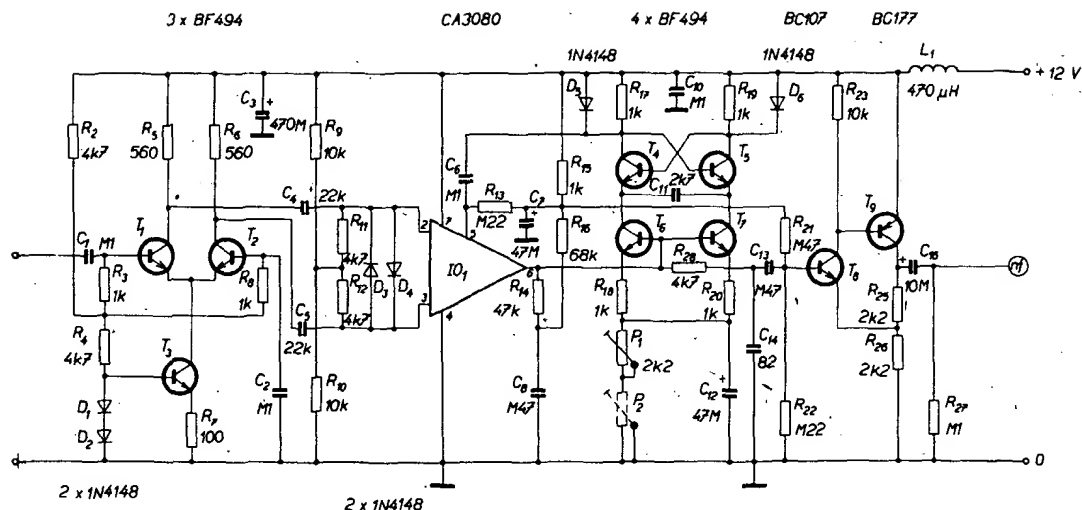
Obr. 90a. Mf zesilovač s keramickým filtrem a SPF10700 A150



Obr. 90b. Mf zesilovač s keramickým filtrem a poměrovým detektorem

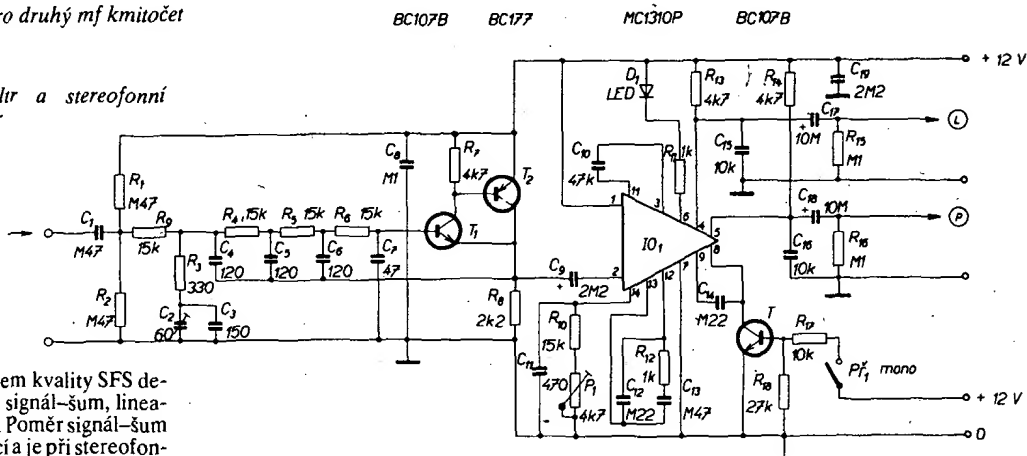
Velmi jakostní stereofonní přijímač VKV

Na obr. 91 je blokové schéma přijímače VKV s dvojím směřováním, jehož jednotlivé části si popíšeme. Na obr. 92 je zapojení vstupního dílu VKV. Signál z antény je přes pásmovou propust (C_1 , C_2 , L_1 , L_2) přiveden do emitoru vf předzesilovače T_1 . Diody D_1 a D_2 omezují velký vstupní signál a chrání vf předzesilovač před přebuzením. Kondenzátor C_3 není vždy potřebný; lze jím zlepšit přizpůsobení obvodů (v závislosti na použitém typu tranzistoru), čímž se zlepšuje i šumové číslo vstupního dílu. Při každé jeho výměně je nutno vstupní díl znovu sladit. Širokopásmový vstupní obvod, který je zde použit, je oproti laděnému obvodu horší, pokud jde o odolnost proti křížové modulaci; šumové vlastnosti jsou však o něco lepší, neboť laděný obvod při optimálním šumovém přizpůsobení musí být zatlučen. Vstupní díl VKV je laděn variometrem. Použitá pásmová propust v kolektoru vf předzesilovače zaručuje větší selektivitu, než když se použije laděný vstupní obvod a v kolektoru T_1 jednoduchý laděný obvod. Pásmová propust L_3 , C_5 , C_6 (a L_4 , C_8 , C_9) je vázána nadkriticky kondenzátory C_{10} , C_{11} . Odpor R_4 zabráňuje naklínění vf předzesilovače. Výstup pásmové propusti je na směšovač navázán přes kapacitní dělič C_{12} , C_{13} . Signál z oscilátoru je do báze směšovače T_2 navázán přes C_{14} . Oscilátor kmitá na kmitočtu o $10,7$ MHz nižším, než je vstupní kmitočet. Při injekci oscilačního napětí do báze může být toto napětí pro kvalitní směšování poměrně malé. To umožňuje použít typ oscilátoru s velkou stabilitou. (Při použití emitorové injekce nebo při použití tranzistoru FET je pro dané směšování třeba větší napětí oscilátoru). Oscilátor s tranzistorem T_3 pracuje v modifikovaném Clappově zapojení. Kondenzátor C_{20} a pokud možno také C_{22} a C_{23} musí mít nulový teplotní součinitel. Aby signál oscilátoru nebyl ovlivňován vf signálem, je mezi oscilátor a směšovač zapojen oddělovací stupeň s T_4 . Cívka L_6 , zapojená v kolektoru směšovače, tvoří s C_{18} a C_{17} první mf obvod, naladěný na $10,7$ MHz. Tranzistor T_5 je zapojen jako oddělovací stupeň mezi směšovačem a výstup. Selektivita je zlepšena keramickým filtrem typu SFE10,7. Tlumička L_7 spolu s odpory R_5 , R_{13} , R_{19} a kondenzátory C_7 , C_{16} , C_{24} , C_{25} filtrují napájecí napětí a oddělují vzájemně napájení jednotlivých stupňů. Na obr. 93 je zapojení druhého směšovače. Signál mf kmitočtu $10,7$ MHz je přiveden přes keramický filtr do báze tranzistoru T_1 , který je zapojen jako druhý směšovač. Do báze T_1 je přiveden přes C_1 rovněž signál z oscilátoru (T_2). Krystalový oscilátor kmitá buď na kmitočtu $10,25$ nebo $11,15$ MHz. Nekmitá-li oscilátor, nebo je-li amplituda oscilací malá, musíme připojit kondenzátor C_4 . Obvykle však kondenzátor C_4 zapojovat není třeba. Oscilátor však může produkovat kromě základního kmitočtu i vyšší harmonické.



Obr. 94. Detektor PLL pro druhý mf kmitočet

Obr. 95. Stereofonní filtr a stereofonní dekódér



Směrodatným ukazatelem kvality SFS de-modulátoru FM je poměr signál-šum, linearita NŘO a potlačení AM. Poměr signál-šum je, bez přehánění vynikající a je při stereofonním příjmu 60 dB a při monofonním 80 dB. Také linearita v tomto zapojení je velmi dobrá, a proto je velmi malé i zkreslení. Potlačení AM je rovněž dobré. Diody D_3 , D_4 omezují vstupní signál na asi 1 V a zamezují přebuzení IO1.

Na obr. 95 je zapojení stereofonního filtru a stereofonního dekodéru. Pro úplnost je nutno poznamenat, že před dekodérem zapojený filtr je potřebný. Bez něho stereofonní dekódér reaguje nejen na signály v rozsahu 23 až 53 kHz, nýbrž i na signál harmonického kmitočtu 38 kHz. Abychom dosáhli optimálního poměru signál-šum, nesmí být na deko-

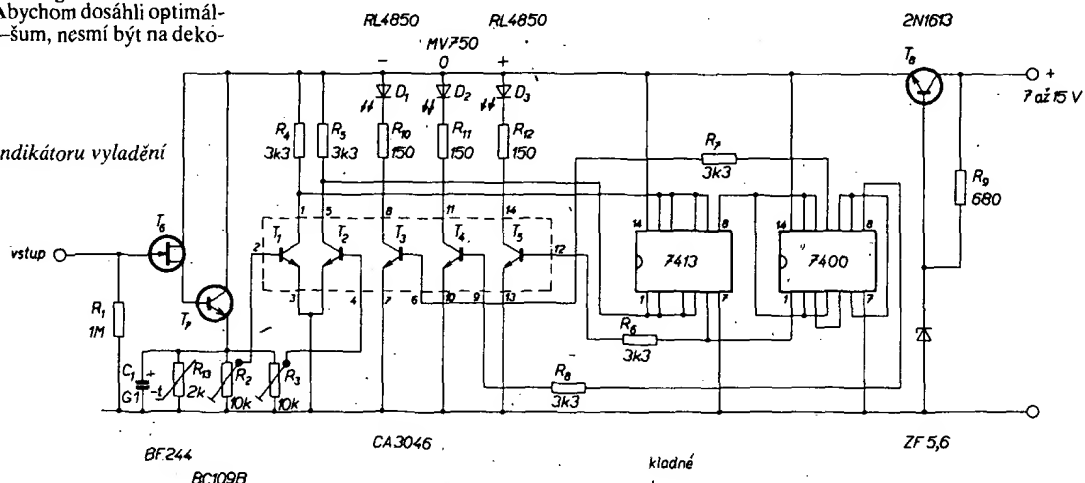
Potenciometrem P_1 nastavíme kmitočet 76 kHz. Oddělení kanálů je 40 dB. Dioda LED D_1 indikuje příjem „stereo“. Přepínačem P_1 můžeme přepínat druh provozu mono-stereo. Výstupní napětí je 100 mV, což stačí pro vybuzení většiny nf zesilovačů. Nf zesilovač musí mít vstupní odpor nejméně 22 kΩ.

Elektr. č. 52, 70, 71/77

Indikátor průchodu křivky S nulou- (s diodami LED)

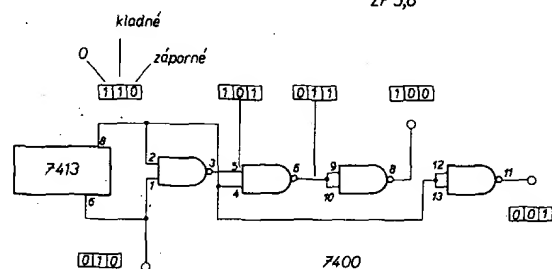
Stejnoseměrné napětí, které je na výstupu detektoru FM, je přivedeno na vstup řídicího obvodu. Velikost tohoto napětí se mění oproti referenčnímu napětí, které může být různé podle typu detektoru (poměrový, kvadraturní apod.). Tři stavy (větší, rovný,

Obr. 96. Zapojení indikátoru vyladění



dér přivedeny signály kmitočtů vyšších než 53 kHz. Uvedený filtr potlačuje všechny rušivé signály. Nejlepšího oddělení kanálů lze dosáhnout, je-li fázový posuv na kmitočtu 38 kHz nulový; lze ho nastavit trimrem C_2 .

Obr. 97. Logické úrovně indikátoru vyladění



menší jsou indikovány diodami LED. Je-li v mřížce zesilovače použit IO CA3089 (MAA661, A220, TBA120), musí být indikátor připojen na referenční napětí 5,6 V. Napájecí napětí 5 V je stabilizováno tranzistorem T_8 a Zenerovou diodou D_4 . Stejněsměrné napětí z detektoru je přivedeno na elektrody G tranzistoru T_6 , takže detektor není vůbec zatěžován. Tranzistor T_7 zvětšuje emitorový odpor T_6 , takže napětí na emitorovém odporu je úměrné vstupnímu napětí. Emitorový odpor je tvořen potenciometrem R_2 , R_3 a termistorem, který zlepšuje teplotní stabilitu celého obvodu na obr. 96. Kondenzátorem C_1 jsou odfiltrovány zbytky nízké frekvence.

Při vstupním napětí 0 V je přes R_2 otevřen tranzistor T_1 a přes R_3 uzavřen T_2 . Na kolektorovém odporu R_4 je malé napětí (0,5 V) a na odporu R_5 velké napětí (4 V), které je přivedeno na Schmittův klopný obvod SN7413. Na jeho výstupu 6 je úroveň log. 0 a na vývodu 8 log. 1. Tyto úrovně jsou přivedeny na hradlo IO SN7400. Z obr. 97 jsou zřejmé jednotlivé stavy hradel, které odpovídají různým stejnosměrným napětím z detektoru. Výstup 8 odpovídá nulovému, výstup 11 zápornému a vstup 1 kladnému vstupnímu napětí. Přes odpory R_8 , R_7 a R_6 jsou buzeny báze tranzistorů T_3 , T_4 a T_5 , které rozsvěcí svítivé diody D_1 , D_2 , D_3 . Odpory R_{10} , R_{11} , R_{12} omezují proud diodami LED. Diody se přepínají při vstupním signálu ± 40 mV.

Funkschau č. 12/75

Automatický vypínač AFC

Při změně vstupního napětí U_{vst} (ladicí napětí) je stejnosměrné kladné napětí U_{AFC} zkratováno a tím je odpojen obvod AFC. Zapojení obvodu automatického vypínače AFC je na obr. 98. Tranzistor T_1 je zapojen jako emitorový sledovač, který má velký vstupní a malý výstupní odpor, vhodný pro napájení dalších obvodů. Vstupní odpor musí být značně větší než vnitřní odpor zdroje řídicího napětí, aby se neměnil nastavený kmitočet. Změna vstupního napětí U_{vst} se přenesla přes kondenzátor C_1 na vstup následujícího zesilovače, jehož výstupní napětí U_3 se zvětšuje nebo zmenšuje podle toho, v jakém smyslu se mění napětí U_{vst} . Tranzistorem T_4 , zapojeným jako invertor, se dosáhne toho, že na výstupu hradla OR (D_1 , D_2) je vždy jen kladná změna napětí. Přizpůsobení výstupu hradla OR ke vstupu tranzistoru T_5 Zenerovou diodou zaručuje, že obvod pracuje bez ztráty zesílení. Záporným napětím z tranzistoru T_5 se řídí elektroda G tranzistoru MOSFET. Tento tranzistor při nulovém napětí na G T_6 má velmi velký vstupní odpor (závislý na zbytkovém kolektorovém proudu $< 0,2 \mu\text{A}$). Při překročení prahového napětí (asi -5 V) se tento odpor prudce zmenšuje a při $U_{\text{GE}} = -8$ V je menší než 500Ω . Tímto

odporem je obvod AFC zkratován. V opačném případě není vůbec zatížen. Přechod emitor-kolektor T_6 má velký odpor, přechod kolektor T_6 – substrát je uzavřen. Protože doladovací napětí může být jak kladné, tak i záporné, musí mít substrát tranzistoru takové předpětí, aby se přechod p-n kolektor-substrát při uzavření nepřepóloval, tzn., že substrát n musí mít kladné předpětí asi 2,5 V, nastavené děličem R_{10} , R_{11} . Tímto způsobem je možné s tranzistorem MOSFET, který má vyvedený substrát, realizovat spínač pro malá napětí libovolné polarizace proti zemi.

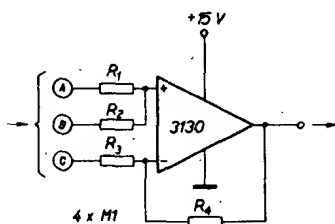
Citlivost obvodu je určena především zesílením tranzistorů T_2 , T_3 a je určena vlastnostmi obvodu RC (C_1 , R_{vst}). Časová konstanta obvodu RC musí být kratší než 0,5 s, aby se neporušila správná činnost obvodu. Vstupní odpor T_1 je v zapojení podle obr. 98 asi $1,5 \text{ M}\Omega$ a výstupní odpor asi 300Ω . Vnitřní odpor zdroje ladícího napětí musí být menší než $50 \text{ k}\Omega$. Kondenzátor C_2 spolu s diodou D_3 zpožďují o 1 až 2 s opětné připojení obvodu AFC. Kondenzátor se však musí nabít velmi rychle (zde za 60 ms).

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 14/77

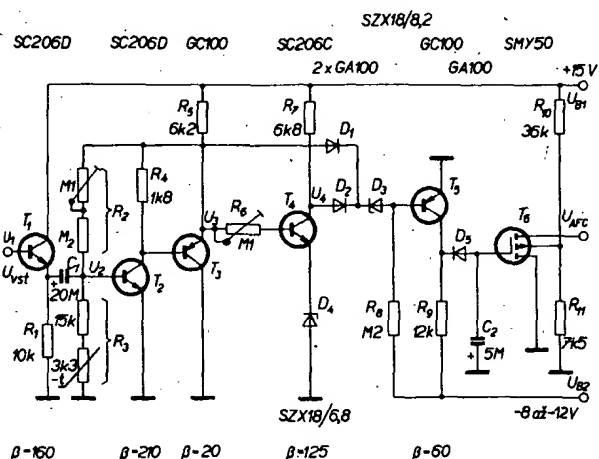
Měřicí technika

Převodník úrovně

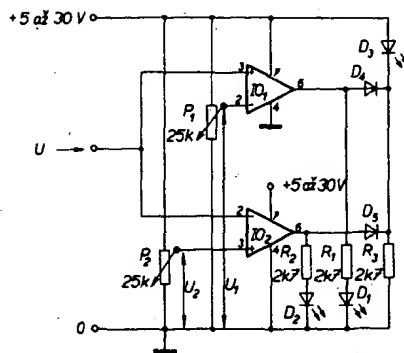
V měřicích a indikačních obvodech potřebujeme často převést různé změny napětí do určitého rozsahu. V takovém případě použijeme převodník úrovně. Potřebujeme-li např. ke vstupnímu napětí přičíst 5 V, pak 0 V odpovídá 5 V, 1 V je 6 V apod. V tomto případě vstup C převodníku úrovně na obr. 99 je spojen se zemí a úbytek napětí na odporu R_3 je 4 V. Úbytek na odporu R_4 musí být rovněž 4 V a výstupní napětí je tedy 8 V. Potřebujeme-li, aby řídicí napětí bylo převáděno na nižší úroveň, pak musíme prohodit vstupy C a B. Napětí 5 V je pak poloviční (B je spojeno se zemí), takže na neinvertujícím vstupu je 2,5 V. Úbytek na R_3 je 0,5 V; výstupní napětí je 2 V. Odpory R_1 až R_3 volíme podle vlastností operačního zesilovače a podle požadovaného vstupního odporu. Vstupní odpor musí být v každém případě podstatně větší (minimálně $10\times$), než vý-



Obr. 99. Převodník úrovně



Obr. 98. Samočinný vypínač AFC



Obr. 100. Třístavový detektor napětí

stupní odpor stupně, který budí převodník úrovně.

Jako operační zesilovač můžeme použít libovolný typ, který nebude přebuzen při symetrickém napájení. Můžeme použít i např. MAA741, tento typ OZ však při napětích menších než 1,5 V již špatně pracuje – v tom případě musíme použít symetrické napájecí napětí.

Elektron č. 79–80/77

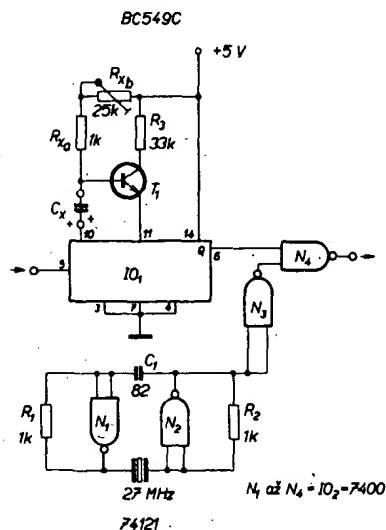
Třístavový detektor napětí

Obvod na obr. 100 může porovnávat velikost vstupního napětí U se dvěma napětími referenčními U_1 , U_2 . Operační zesilovač IO_1 je zapojen jako neinvertující komparátor. Je-li vstupní napětí U větší než napětí U_1 na běžící potenciometru P_1 , bude na výstupu IO_1 větší napětí a svítící dioda D_1 se rozsvítí. Aby se rozsvítila dioda D_2 , musí být vstupní napětí U menší než napětí U_2 , neboť IO_2 pracuje jako invertující komparátor. Dioda D_3 se rozsvítí, vedou-li diody D_4 a D_5 . Vstupní napětí musí být menší než U_1 , avšak větší než U_2 . Abychom zajistili, že napětí U_2 bude vždy větší než U_1 , můžeme použít zapojení potenciometrů podle obr. 101. Jako komparátory můžeme použít operační zesilovače MAA741, LM324 apod. Napájecí napětí je 5 až 30 V. Podle napájecího napětí volíme odpory R_1 až R_3 , a to tak, aby diodami D_1 až D_3 tekla proud 10 mA.

Elektron č. 79–80/77

Doplňek pro měření kapacit čítačem kmitočtu

Tímto doplňkem (obr. 102) můžeme jednoduše rozšířit funkci každého čítače kmitočtu o měření kapacit. Z čítače musíme však



Obr. 102. Doplněk pro měření kapacity čítačem

vyvést hradlovací impuls. IO₁ (74121) tvoří jádro celého doplňku. Periodu impulsu (pravouhlý impuls z IO₁) lze vypočítat z rovnice

$$T = C_R \ln 2.$$

Zvolíme-li odpor R_x (ln 2 je konstantou), pak je zřejmá lineární závislost mezi periodou T impulsu a kapacitou měřeného kondenzátoru C_x . Odpor R_x je vhodné složit ze dvou částí: odporového trimru R_{ab} a pevného odporu R_{ka} . Aby byla stabilita při měření co největší a teplotní závislost co nejmenší, musíme použít cermetový trimr a odpor s kovovou vrstvou s minimálním teplotním součinitelem T_k .

Monostabilní klopný obvod je spuštěn hradlovacím impulsem z čítače přes vývod 5. Doba překlopení je závislá na kapacitě kondenzátoru C_x . Během této doby se „otevírá“ hradlo N_4 , takže impuls z oscilátoru N_1 , N_2 je počítán čítačem. Kmitočet indikovaný čítačem je úměrný kapacitě C_x . V oscilátoru je použit krystal z přijímače dálkového ovládání (27 MHz), jehož základní harmonická je 9 MHz.

Rozsah měření je 1 nF až 1 μF. Je-li C_x např. 1 nF, je na displeji 100, je-li 10 nF, je na displeji 1000 atd. Chyba měření je 10 pF. Změnou odporu R_x můžeme rozšířit rozsah měření až na 1000 μF. Doplňkem můžeme měřit i odpory v rozsahu 1,4 až 40 kΩ (viz údaje pro 74121).

Elektron. č. 79-80/77

Konstrukční část

Napájecí zdroj pro přijímač Hi-Fi s kvadrofonním nf zesilovačem

Pro koncový stupeň nf kvadrofonního zesilovače použijeme čtyři výkonové integrované obvody MDA2020, napájené ze symetrického nestabilizovaného zdroje. Podle technických podmínek mají IO MDA2020 maximální napájecí napětí ± 22 V. Při návrhu zdroje musíme počítat s tím, že síť kolísá o ± 10 %. Z toho vyplývá, že maximální použitelné napětí je $\pm 19,8$ V. Pro výstupní výkon 4×15 W a zatěžovací impedanci 4Ω je proud odebíráný ze zdroje 3,6 A. Sekundární napětí naprázdno bude tedy

$$U_{3-4} = \frac{U_{B1}}{\sqrt{2}} = \frac{19,8}{\sqrt{2}} = 14 \text{ V.}$$

S ohledem na úbytky napětí na odporu vinutí bylo zvoleno sekundární napětí 2×13 V. Pro usměrnění jsou použity diody KY715, na nichž bude při proudu 3,6 A úbytek napětí 0,75 V. Stejnoseměrné napětí na filtračním kondenzátoru při zatížení bude

$U_{B1 \max} = \sqrt{2} U_{3-4} - 2 U_D = 16,9 \text{ V}$, pokud by byl použit kondenzátor s kapacitou asi 15 000 μF. Aby se napětí U_{B1} nezměnilo pod velikost napětí U_{3-4} , musí mít vyhlazovací kondenzátor kapacitu

$$C_{11}, C_{12} = M \frac{I_{\max}}{U_{3-4}} = 4873,8 \mu\text{F},$$

kde M je konstanta, viz tab. 3, str. 126; volíme kondenzátor 5000 μF.

V napájecím zdroji je počítáno i se stabilizovaným napětím 5 V pro obvody TTL, použité k digitální indikaci kmitočtu. Proud odebíráný z tohoto zdroje je nastaven elektronickou pojistkou na 1,2 A. Ve stabilizátoru (obr. 1) je použit IO MAA723H a tranzistor KD605, na kterém počítáme s úbytkem

napětí asi 4 V a s úbytkem napětí na diodách 1,5 V. Uvažujeme-li 10% kolísání napětí sítě a odhadneme-li předem úbytek napětí na vinutí 6-7 při plném zatížení, volíme sekundární napětí asi 11 V. Kondenzátor C_8 má kapacitu 6600 μF a napětí naprázdno na něm bude asi 14,8 V.

Další napětí získávané ze zdroje, je napětí pro ladění varikapů. Odběr proudu z tohoto zdroje je malý, budeme počítat s proudem asi 30 mA obvod automatického ladění, případně senzory apod.). Stabilizované napětí bude 25 V a napětí na vinutí s ohledem na kolísání síťového napětí 10 % a na odporu vinutí volíme 24 V. Vyhlazovací kondenzátor má kapacitu 50 μF a napětí naprázdno na něm bude 37 V.

Ostatní části přijímače, kromě jednotky VKV, jsou napájeny ze stabilizovaného zdroje +17 V. S přihlédnutím ke všem dříve uvedeným činitelům volíme napětí $U_{10-11} = 24$ V a proud 0,2 A. Pro napájení jednotky VKV potřebujeme záporné napětí, které získáme zdvojnásobením z vinutí 10-11.

Nyní již můžeme přistoupit k návrhu síťového transformátoru:

$$\begin{aligned} U_{1-2} &= 220 \text{ V;} \\ U_{3-4-5} &= 2 \times 13 \text{ V,} & I_{3-4-5} &= 3,6 \text{ A;} \\ U_{6-7} &= 11 \text{ V,} & I_{6-7} &= 1,2 \text{ A;} \\ U_{8-9} &= 24 \text{ V,} & I_{8-9} &= 0,03 \text{ A;} \\ U_{10-11} &= 24 \text{ V,} & I_{10-11} &= 0,2 \text{ A;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_s &= 13,2,3,6 + 11,1,2 + 26,0,03 + 24,0,2 = \\ &= 112,36 \text{ W,} \\ P_p &= P_s / \eta = 112,36 : 0,87 = 129 \text{ W,} \\ I_p &= 0,586 \text{ A.} \end{aligned}$$

Na transformátor použijeme plechy EI32 \times 40. Pro daný typ jádra je počet závitů na 1 V roven 3,72.

Pro daný typ jádra volíme proudovou hustotu 3,7 A/mm² a vypočítáme jednotlivé průměry vodičů

$$d_{1-2} = 1,13 \sqrt{\frac{I_p}{3,7}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,586}{3,7}} = 0,45 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{3-4-5} = 1,13 \sqrt{\frac{3,6}{3,7}} = 1,12 \text{ mm CuL,}$$

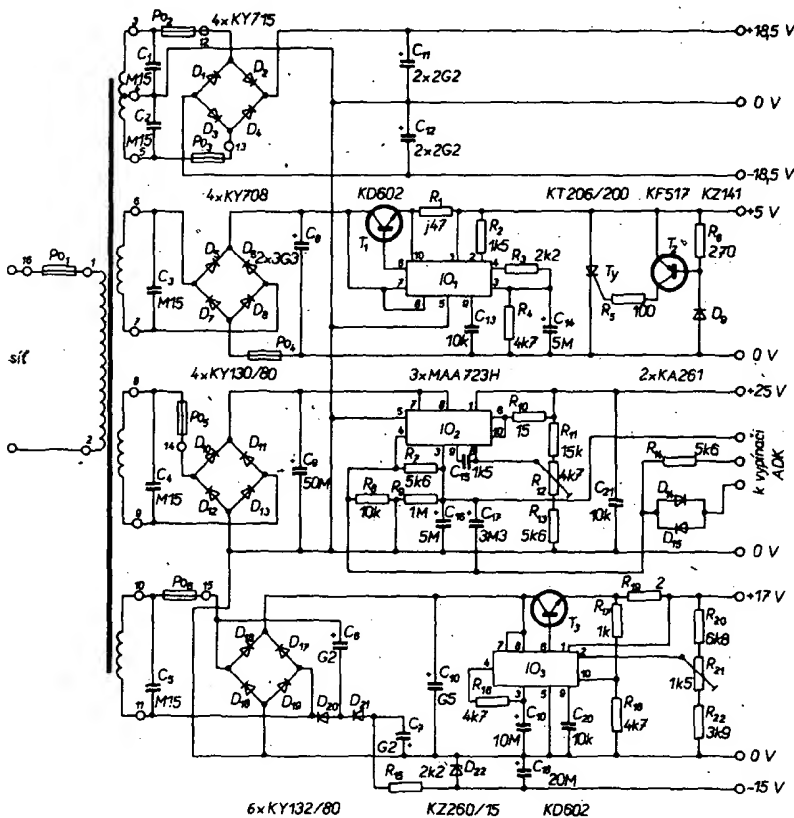
$$d_{6-7} = 1,13 \sqrt{\frac{1,2}{3,7}} = 0,65 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{8-9} = 1,13 \sqrt{\frac{0,03}{3,7}} = 0,1 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{10-11} = 1,13 \sqrt{\frac{0,2}{3,7}} = 0,26 \text{ mm CuL.}$$

Cívky navineme lakovanými dráty CuL a s proklady mezi vrstvami papírem tloušťky 0,1 mm a mezi vinutími lepenkou tloušťky 0,2 mm.

Dále si vypočítáme plochu vyplněnou vinutím, počet vrstev a výšku vinutí.



Obr. 1. Napájecí zdroj pro kvadrofonní Hi-Fi zesilovač.

Tab. 8. Údaje o konstrukci síťového transformátoru

Vinutí	Počet závitů	Průměr vodiče CuL [mm]	Délka vodiče [m]	Odpor vinutí [Ω]
1-2	819	0,45	148,5	17,44
3-4	48	1,12	9,31	0,175
4-5	48	1,12	9,31	0,175
6-7	37	0,67	8,1	0,41
8-9	88	0,1	19,27	43,8
10-11	88	0,265	19,27	6,24

Počet závitů na cm^2 určíme z tabulek drátů podle ČSN 34-73-25.

Pro $d = 0,45 \text{ mm CuL}$ 360 z/cm^2 ,
 $d = 1,12 \text{ mm CuL}$ 73 z/cm^2 ,
 $d = 0,65 \text{ mm CuL}$ 170 z/cm^2 ,
 $d = 0,1 \text{ mm CuL}$ 6000 z/cm^2 ,
 $d = 0,265 \text{ mm CuL}$ 975 z/cm^2 .

Skutečné spotřebovaná plocha:

vinutí 1-2 $A_1 = 2,28 \text{ cm}^2$,
 vinutí 3-4-5 $A_2 = 2 \times 0,65 = 1,32 \text{ cm}^2$,
 vinutí 6-7 $A_3 = 0,22 \text{ cm}^2$,
 vinutí 8-9 $A_4 = 0,02 \text{ cm}^2$,
 vinutí 10-11 $A_5 = 0,09 \text{ cm}^2$,
 Celková plocha: $A = 3,93 \text{ cm}^2$.

Plocha okénka je pro jádro EI32 \times 40 $6,2 \text{ cm}^2$, takže se vinutí na danou plochu vejde.

Počet vrstev vinutí (v) a výška vinutí (h): použijeme-li lepenou kostru, máme k dispozici pro jednu vrstvu šířku 45 mm:

v_{1-2} 10 vrstev, $h_{1-2} = 5,02 \text{ mm}$;
 v_{3-4-5} 3 vrstvy, $h_{3-4-5} = 3,52 \text{ mm}$;
 v_{6-7} 0,6 vrstvy, $h_{6-7} = 0,73 \text{ mm}$;
 v_{10-11} 0,6 vrstvy, $h_{8-9-10} = 0,31 \text{ mm}$;
 celková výška = 9,58 mm,
 proklady = 1,9 mm,
 celkem 11,48 mm.

Výška okénka cívky je 15 mm, takže vinutí se na kostru vejde. Bude je však třeba vinout pečlivě.

Dále si určíme střední délky závitů a z nich délku, odpor a hmotnost jednotlivých vinutí.

$l_{s\ 1-2} = 16,9 \text{ mm}$,
 $l_{s\ 3-4-5} = 19,4 \text{ cm}$,
 $l_{s\ 6-7, 8-9, 10-11} = 21,9 \text{ cm}$.

Délka vinutí:

$l_{1-2} = 819 \cdot 16,9 = 138,41 \text{ m}$,
 $l_{3-4-5} = 96 \cdot 19,4 = 18,62 \text{ m}$,
 $l_{6-7} = 37 \cdot 21,9 = 8,1 \text{ m}$,
 $l_{8-9} = 88 \cdot 21,9 = 19,27 \text{ m}$,
 $l_{10-11} = 88 \cdot 21,9 = 19,27 \text{ m}$.

Odpor vinutí R :

$R_{1-2} = 126 \cdot 0,13841 = 17,44 \Omega$,
 $R_{3-4-5} = 0,0185 \cdot 18,62 = 0,35 \Omega$,
 $R_{6-7} = 51 \cdot 0,0081 = 0,41 \Omega$,
 $R_{8-9} = 2274 \cdot 0,01927 = 43,8 \Omega$,
 $R_{10-11} = 324 \cdot 0,01927 = 6,24 \Omega$.

Hmotnost vodičů pro vinutí:

$G_{1-2} = 1,417 \cdot 0,13841 = 0,196 \text{ kg}$,
 $G_{3-4-5} = 8,54 \cdot 0,0081 = 0,069 \text{ kg}$,
 $G_{6-7} = 3,15 \cdot 0,0081 = 0,026 \text{ kg}$,
 $G_{8-9} = 0,07 \cdot 0,01927 = 0,001 \text{ kg}$,
 $G_{10-11} = 0,49 \cdot 0,01927 = 0,01 \text{ kg}$;

Celková hmotnost vodičů pro vinutí je 0,302 kg.

Odpory vinutí přepočtené na primární stranu a úbytek napětí na vinutí:

$$R_{tr} = R_{1-2} + R_{3-4-5} \frac{I_{3-4-5}}{I_{1-2}} \frac{n_{1-2}}{n_{3-4-5}} = 17,44 + 0,35 \cdot \frac{3,6}{0,586} \cdot \frac{819}{96} = 35,78 \Omega,$$

$$\Delta U = \frac{\Delta U}{U_{1-2}} \cdot 100 \% = \frac{R_{tr} I_1}{U_1} \cdot 100 = \frac{35,78 \cdot 0,586}{220} \cdot 1000 = 9,53 \%,$$

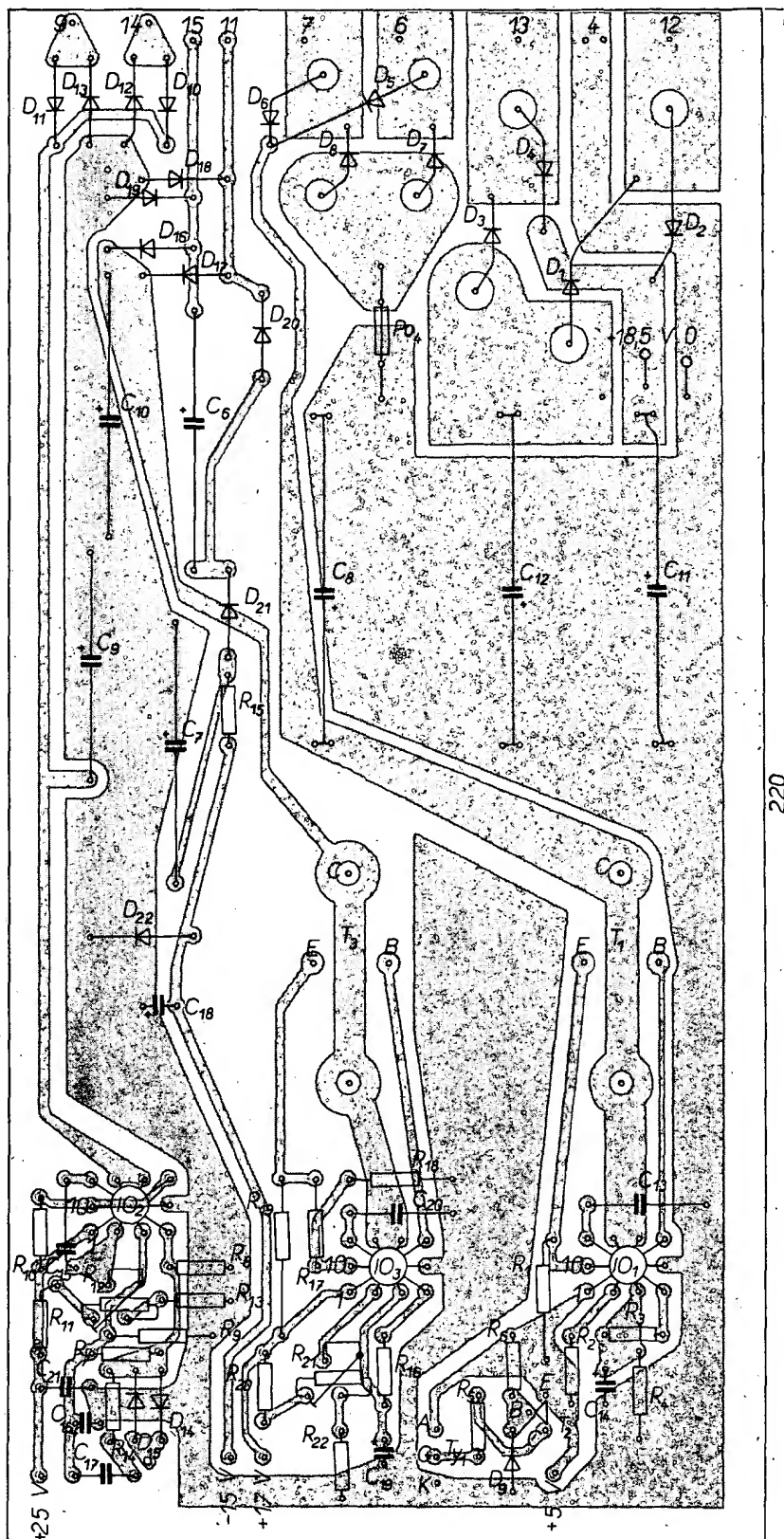
Ztráty a oteplení vinutí:

$$P_R = P \frac{I_{1-2} R_{1-2}}{U_{1-2}} = \frac{0,586 \cdot 35,78}{220} \cdot 112,36 = 10,71 \text{ W},$$

$$\theta_s = \frac{P_R}{k S_s} = \frac{10,71}{18 \cdot 10^{-3} \cdot 92} = 64,67 ^\circ \text{C}.$$

Tab. 9. Výsledky měření na zdroji

Vinutí	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]
1-2	225	0,062	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3-4	13	0	+12,2	4	13,75	3,00	15	1,9	15,4	0,84	+19	—
4-5	13	0	-12,2	4,2	-13,75	3,0	-15	1,9	-15,4	0,84	-19	0
6-7	10,8	0	+4,8	1,2	4,8	1,16	4,8	1,16	4,9	0	—	—
8-9	24	0	25	0,031	25	0,031	25	0,03	25	0,03	25	0
10-11	24	0	17	0,42	17	0,42	17	0,42	17	0,42	17	0
			-7,6	0,01	-7,6	0,01	-7,8	0,01	-7,9	0,01	-14	0



Obr. 2a. Osazená deska zdroje

Ztráty a oteplení jádra:

$$P_j = G_{\mu} = 1,2 \cdot 1,92 \cdot 3 = 6,9 \text{ W},$$

$$\vartheta_j = \frac{P_j}{kS_j} = \frac{6,9 \cdot 10^4}{18 \cdot 243} = 15,78 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

$$I_M = \frac{H_{et} l_1}{n_{1-2}} = \frac{280 \cdot 17,8}{819 \cdot 100} = \frac{6,085}{100} = 0,06085 \text{ A},$$

$$I_j = \frac{P_j}{U_1} = \frac{6,9}{220} = 31,36 \text{ mA},$$

$$I_0 = \sqrt{I_M^2 + I_j^2} = \sqrt{0,06085^2 + 0,03136^2} = 68,46 \text{ mA}.$$

Provedení cívkového tělíska (kostry) transformátoru a rozmístění vývodů je na obr. 4. Měřením bylo zjištěno, že proud naprázdno je 60 mA, což s dostatečnou přesností odpovídá výpočtu. Počty závitů jsou v tabulce (tab. 8).

Zapojení celého zdroje je na obr. 1. Ze symetrického vinutí 3–4–5 jsou napájeny výkonové koncové stupně. Střídavé napětí je usměrněno diodami D_1 až D_4 a vyhlazeno kondenzátory C_{11} , C_{12} . Proti přetížení je vinutí 3–4–5 chráněno pojistkami Po_2 , Po_3 a proti pronikání vř. rušení jak ze sítě, tak i zpět do sítě, kondenzátory C_1 , C_2 . Stejnou funkci mají i kondenzátory C_3 , C_4 , C_5 připojené paralelně k ostatním vinutím.

Z vinutí 6–7 je po usměrnění diodami D_5 až D_8 napětí přivedeno na stabilizátor s T_{11} , IO_1 , na jehož výstupu je k dispozici napětí +5 V pro napájení obvodů TTL. Odpor R_1 je nastaven maximální proud a odporem R_4 můžeme regulovat výstupní napětí. Vzhledem k tomu, že tento zdroj napájí drahé obvody (digitální stupnice), je na jeho výstupu zapojen zkratovací obvod, který přepálí pojistku Po_4 , zvětší-li se výstupní napětí nad 5,1 až 5,3 V. Transistor T_2 v tomto případě povede a otevře tyristor. Výstupní napětí, při němž se transistor otevře, je určeno odporem R_6 a diodou D_9 .

Stejnoseměrné napětí pro stabilizovaný zdroj ladicího napětí a napětí pro napájení senzorů je získáno usměrněním střídavého napětí z vinutí 8–9 diodami D_{10} až D_{13} . Výstupní napětí můžeme měnit odporem R_{12} . Na vývody 3–4 IO_2 je přiváděno ss napětí z výstupu detektoru FM. Rozsah obvodu ADK je omezen diodami D_{14} , D_{15} , které jsou zapojeny proti sobě.

Z posledního vinutí 10–11 jsou získávána dvě napětí. Kladné napětí je usměrňováno diodami D_{16} až D_{19} a stabilizováno tranzistorem T_3 a integrovaným obvodem IO_3 . Jeho velikost můžeme nastavit odporem R_{21} a maximální výstupní proud odporem R_{19} . Záporné napětí je získáváno zdvojnásobkem napětí D_{20} , C_6 , D_{21} , C_7 a stabilizováno Zenerovou diodou D_{22} . Oba zdroje je nutno měřit současně.

Deska s plošnými spoji zdroje je na obr. 2. Na obr. 3 je deska s plošnými spoji držáku pojistek, který je přišroubován na transformátor. Na obr. 5a je rámeček (šasi) pro konstrukci zdroje a na obr. 5b výkres chladiče použitého ve zdroji. Výsledky měření jsou uvedeny v tab. 9.

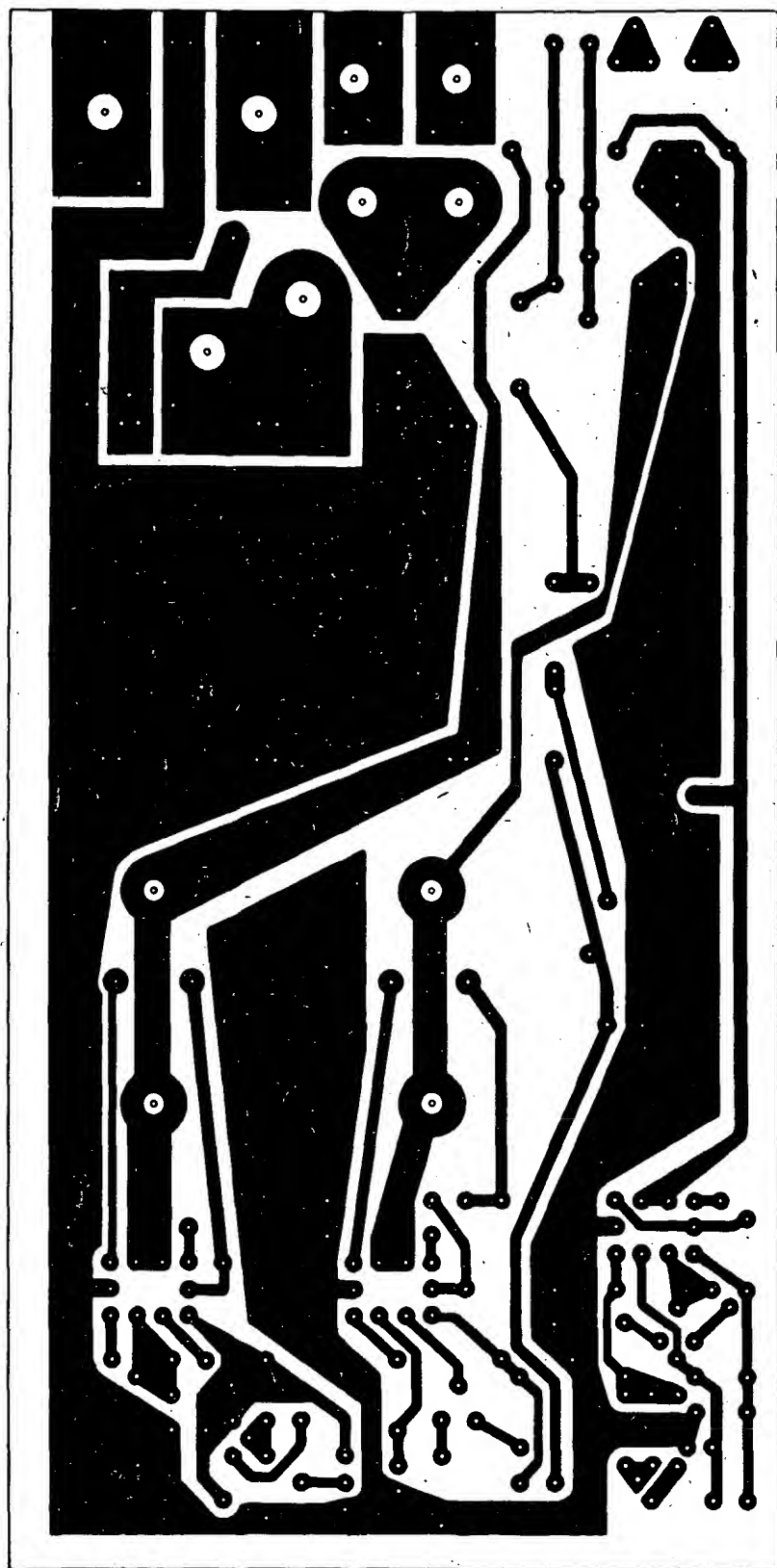
Seznam součástek

Polovodičové prvky

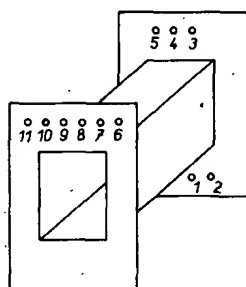
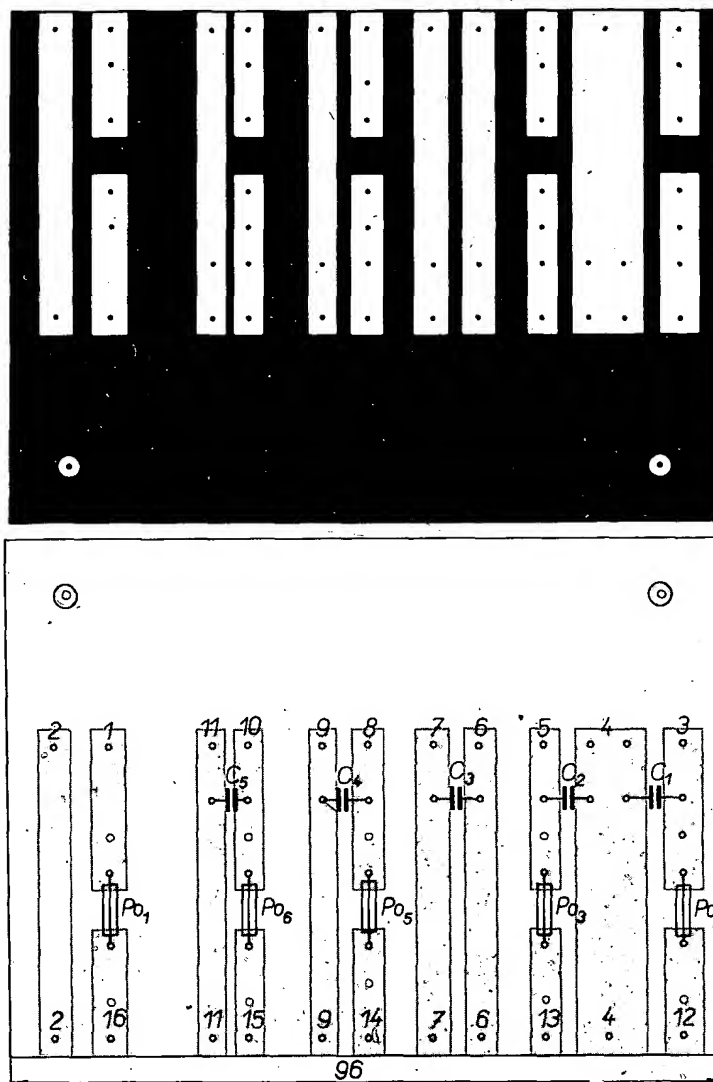
D_1 až D_4	KY715
D_5 až D_8	KY708
D_9	KZ141 (KZ260/5V1, vybrat na $U_Z = 5,3 \text{ V}$)
D_{10} až D_{13}	KY130/80
D_{14} , D_{15}	KA261 (KA206)
D_{16} až D_{21}	KY132/80
D_{22}	KZ260/15
T_1	KT206/200
T_2	KD602
T_3	KF517
IO_1 až IO_3	MAA723 H

Odpory a odporové trimry

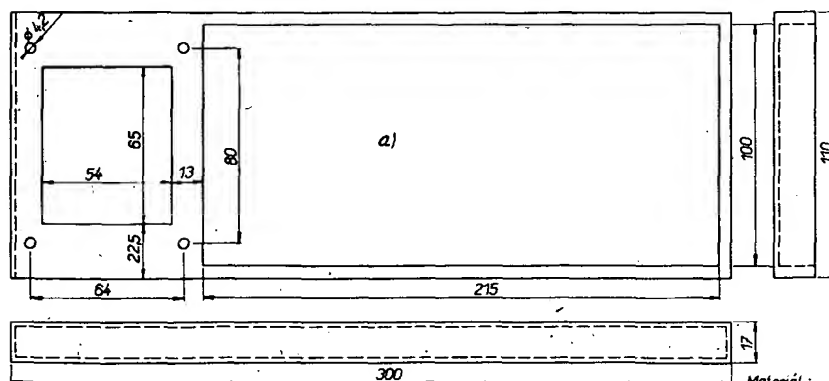
R_1	TR 153, 0,47 Ω (nebo navinout z drátu na odpor 1 W)
R_2	TR 112, 1,5 k Ω
R_3	TR 112, 2,2 k Ω
R_4	TR 112, 4,7 k Ω
R_5	TR 112, 100 Ω
R_6	TR 112, 270 Ω
R_7	TR 112, 5,6 k Ω
R_8	TR 112, 10 k Ω
R_9	TR 112, 1 M Ω (možno vypustit)
R_{10}	TR 112, 15 Ω
R_{11}	TR 112, 15 k Ω



Obr. 3. Deska s plošnými spoji zdroje (M222) a deska, osazená součástkami



Obr. 4. Vývody síťového transformátoru



Obr. 5. Základní rozměry šasi a chladiče zdroje

R_{12}	TP 011, 4,7 k Ω
R_{13}, R_{14}	TR 112, 5,6 k Ω
R_{15}	TR 112, 2,2 k Ω
R_{16}	TR 112, 4,7 k Ω
R_{17}	TR 112, 1 k Ω
R_{18}	TR 112, 4,7 k Ω
R_{19}	TR 635, 2 Ω
R_{20}	TR 112, 6,8 k Ω
R_{21}	TP 011, 1,5 k Ω
R_{22}	TR 112, 3,9 k Ω

Kondenzátory

C_1, C_2, C_3	TC 180, 0,15 μ F
C_4, C_5	TE 988, 200 μ F
C_6, C_7	TE 674, 3300 μ F
C_8	(2 ks paralelně)
C_9	TE 988, 50 μ F
C_{10}	TE 986, 500 μ F
C_{11}, C_{12}	TE 675, 2200 μ F
	(2 ks paralelně)
C_{13}, C_{20}, C_{21}	TK 744, 10 nF
C_{14}, C_{16}	TE 004, 5 μ F
C_{15}	TC 281, 1,5 nF
C_{17}	TE 125, 3,3 μ F
C_{18}	TE 005, 20 μ F
C_{19}	TE 004, 10 μ F

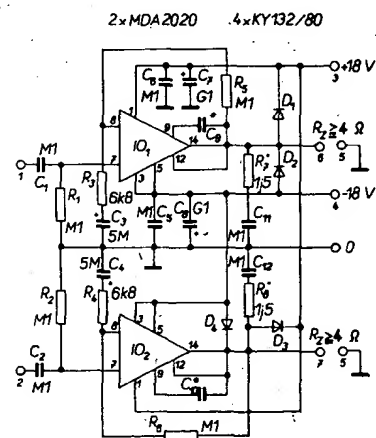
Pojistky

P_{01}	0,75 A
P_{02}, P_{03}	5 A
P_{04}	2 A
P_{05}	0,16 A
P_{06}	0,56 A
Pojistkový držák 7AA65 412, 12 ks	

Výkonový stereofonní zesilovač 2 \times 15 W

Integrovaný obvod MDA2020 je výkonový operační zesilovač ve čtyřřadovém pouzdře s měděnou destičkou na horní ploše pouzdra. Tento obvod se používá jako nf výkonový zesilovač s maximálním špičkovým proudem 3,5 A. Harmonická zkrácení MDA2020 jsou velmi malá. IO má vestavěnou pojistku proti zkratu a proti tepelnému přetížení. Maximální napájecí napětí při symetrickém napájení je ± 22 V (další parametry byly uvedeny v minulém čísle AR pro konstruktéry).

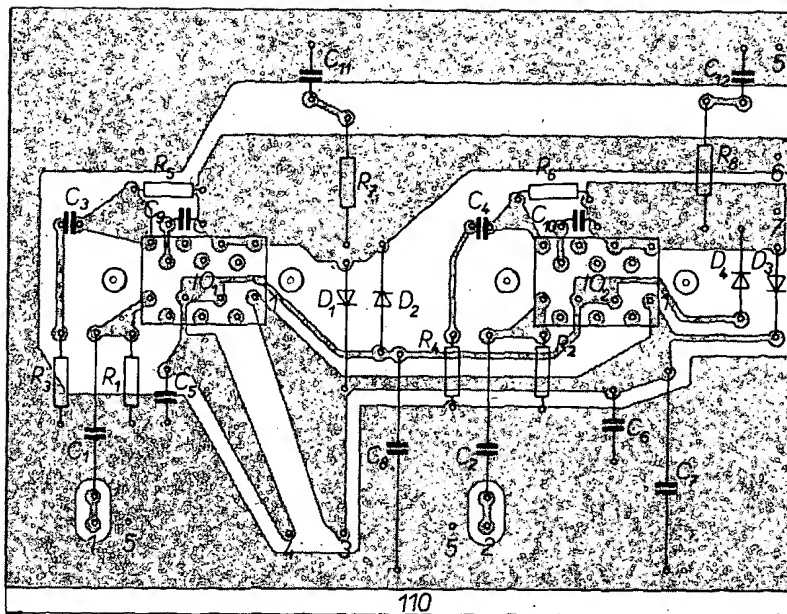
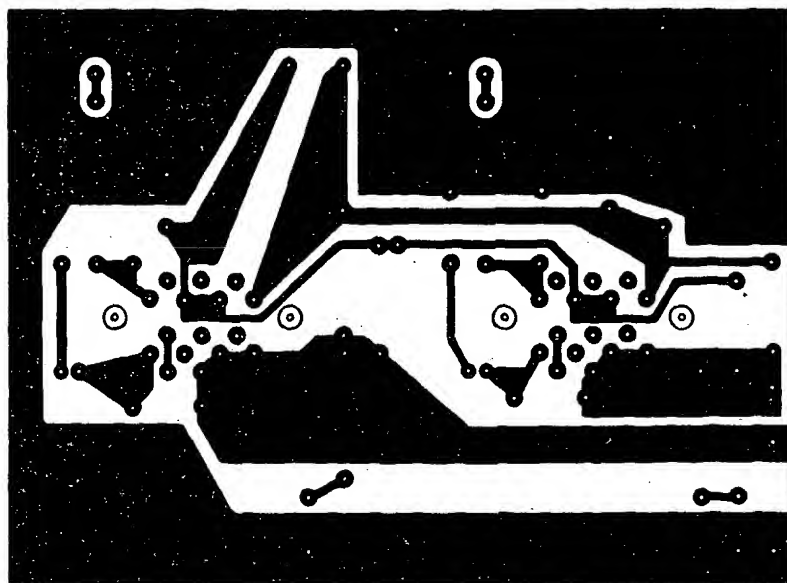
Na obr. 6 je zapojení stereofonního zesilovače se symetrickým napájením ± 19 V (bez vybuzení). Oba IO jsou připojeny do desky s plošnými spoji přes podložku (která se dodává současně s IO) ze strany plošných spojů. K chladiči (profil 610 délky 80 mm, viz AR 9/74) jsou IO s deskou s plošnými



Obr. 6. Stereofonní zesilovač s integrovanými obvody MDA2020 (kondenzátory C_9 a C_{10} mají kapacitu 68 až 82 pF)

Tab.10. Parametry zesilovače s MDA2020

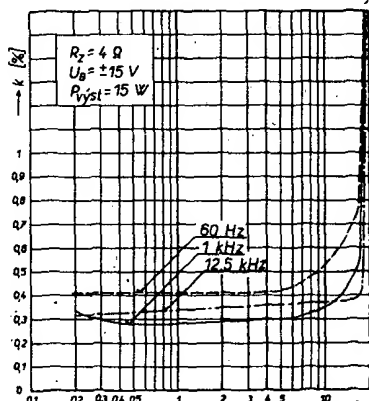
Parametr	Změřená velikost
Kmitočtový rozsah	20 Hz až 150 kHz (-3 dB, $U_{\text{sat}} = 400$ mV)
Zatěžovací impedance	4Ω
Napájecí napětí	$\pm 18,5$ V při $P = 0$ W; $\pm 14,5$ V při $P = 2 \times 15$ W
Vstupní odpor	82 k Ω
Výstupní odpor	$0,16 \Omega$
Klidový proud	± 85 mA
Proud ze zdroje při $P = 2 \times 15$ W	$1,9$ A
Vstupní napětí pro $P = 15$ W	540 mV



Obr. 7. Deska s plošnými spoji zesilovače z obr. 6 (M223) a deska, osazená součástkami (IO připájeny ze strany mědi)

spoji připevněny přes slidové podložky čtyřmi šrouby M3, neboť na měděnou vložku je vyvedeno záporné napětí. Aby bylo dosaženo co nejlepšího tepelného odporu, jsou styčné plochy natřeny silikovou vazelinou.

Obr. 8. Závislost zkreslení na výkonu pro tři kmitočty



Deska s plošnými spoji je na obr. 7 spolu s rozložením součástek. Závislost zkreslení na výstupním výkonu pro kmitočty 40 Hz, 1 kHz a 12 kHz je na obr. 8. Klidový proud celého stereofonního zesilovače je s ostatními parametry uveden v tab. 10. Diody D_1 až D_4 chrání IO proti napěťovým špičkám.

Seznam součástek

Polovodičové prvky

D_1 až D_4 KY132/80
IO₁, IO₂ MDA2020

Odpory

R_1, R_2 TR 112, 100 k Ω , 5 %
 R_3, R_6 TR 112, 6,8 k Ω
 R_4, R_5 TR 144, 1 až 1,5 Ω

Kondenzátory

C_1, C_2 TC 181, 0,1 μ F
 C_3, C_4 TE 004, 5 μ F
 C_5, C_6 TK 764, 0,1 μ F
 C_7, C_8 TE 986, 100 μ F
 C_9, C_{10} 68 až 82 pF

Jakostní mf zesilovač s integrovanými obvody pro FM

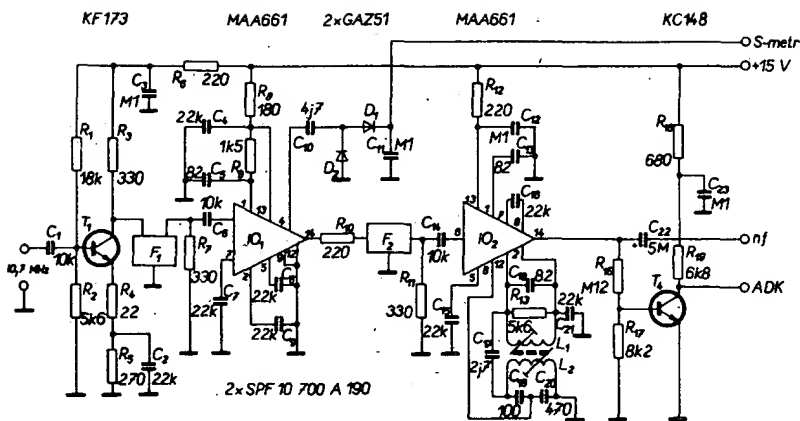
Na obr. 9 je zapojení mf zesilovače s integrovanými obvody pro rozhlas na VKV. Vstupní signál je přes kondenzátor C_1 přiveden do báze tranzistoru T_1 , který ho zesílí asi $15\times$. Zesílení je určeno poměrem odporů R_3 a R_4 . Odpor R_4 zvedá stabilitu zapojení. Do kolektoru T_1 je připojen piezokeramický filtr F_1 (typ SPF10700 A190, výrobek Keramische Werke Hermansdorf z NDR). Výstupní napětí z filtru je přes kondenzátor C_6 přivedeno na vstup prvního integrovaného obvodu IO₁ (MAA661). Obvod detektoru, který je využit jako další zesilovač, musíme desymetrizovat uzemněním vývodu 12. Větší šířky pásma dosáhneme zapojením odporu R_6 mezi vývody 1–13. Aby bylo možno přenášet stereofonní signál, musí mít kondenzátor C_5 malou kapacitu (asi 100 pF). Na vývod 4 je přes kondenzátor C_{10} připojen zdvojnásobitel napětí (D_1, D_2, C_{11}) pro S – metr. S – metr indikuje výstupní napětí lineárně až do okamžiku, v němž začne být omezován vstupní signál v IO₁. Filtr F_2 je připojen na výstup IO₁ přes odpor R_{10} , který přizpůsobuje vstupní impedanci IO₁ (asi 100 Ω) impedanci filtru. Na výstup filtru je přes kondenzátor C_{14} připojen IO₂ (MAA661), který pracuje jako zesilovač a koincidenční detektor.

Zapojení detektoru je poněkud neobvyklé. Je použita pásmová propust s podkritickou vazbou $kQ = 0,7$ až $0,8$, který zmenšuje zkreslení signálu oproti zapojení s jednoduchým obvodem. Výstupní napětí je menší, než při použití jednoduchého obvodu. Pokud bychom potřebovali větší výstupní napětí, zvětšíme kapacitu kondenzátoru C_{17} , musíme však počítat s větším zkreslením.

Napětí ADK je pro další zpracování invertováno tranzistorem T_4 . Správnou velikost napětí ADK na kolektoru T_4 nastavíme odporem R_{17} .

Mf zesilovač je zapojen na desce s plošnými spoji (obr. 10). Na obr. 10 je i rozložení součástek. Prázdné díry v desce s plošnými spoji jsou určeny pro součástky šumové brány, s jejíž konstrukcí se počítá do budoucna. Všechny kondenzátory kromě C_{20} (styroflex) a C_{23} jsou keramické.

Integrované obvody jsou zasunuty v ohýmkách. Keramické filtry jsou k desce mechanicky připevněny dráty o $\varnothing 0,8$ mm, ohnutými do tvaru U a zapájenými do desky



Obr. 9. Jakostní mf zesilovač FM s IO

s plošnými spoji. Kondenzátory C_{17} a C_{18} , odpor R_{13} a cívka L_1 jsou v jednom krytu a kondenzátory C_{19} a C_{20} s cívkou L_2 v druhém krytu.

Parametry zesilovače

Vstupní citlivost pro poměr s/š a zdvih 22,5 kHz: 2 μ V.
Vstupní citlivost pro omezení: 3,5 až 5 μ V.

Napájecí napětí: 15 V, stab.
Napájecí proud: 38 mA.
Šířka pásma celého mf zesilovače (-3 dB): 180 kHz.
Selektivita (± 300 kHz): 67 dB.
Šířka pásma detektoru: 500 kHz.
Potlačení AM ($f \pm 50$ kHz, $U_{AM} = 500 \mu$ V): > 40 dB.
Napětí ADK při vyladění: 9 V (8 až 10 V).
Napětí na S-metru: 0 až 0,3 V.

Seznam součástek

Polovodičové prvky

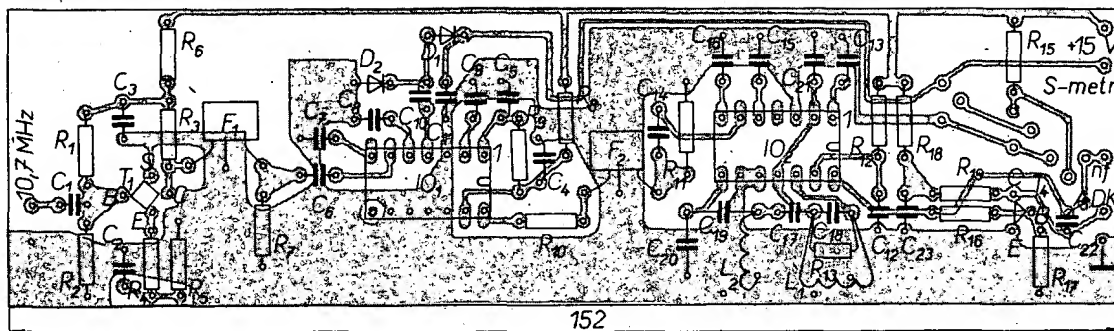
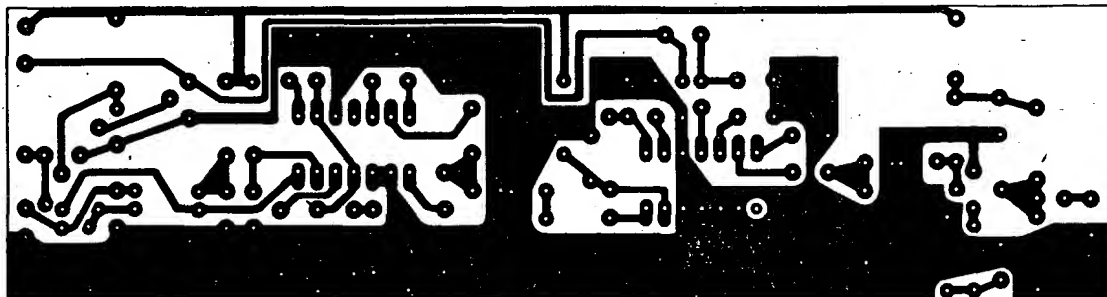
IO1, IO2 MAA661
T1 K173
T2 KC148
D1, D2 GAZ51

Odpory

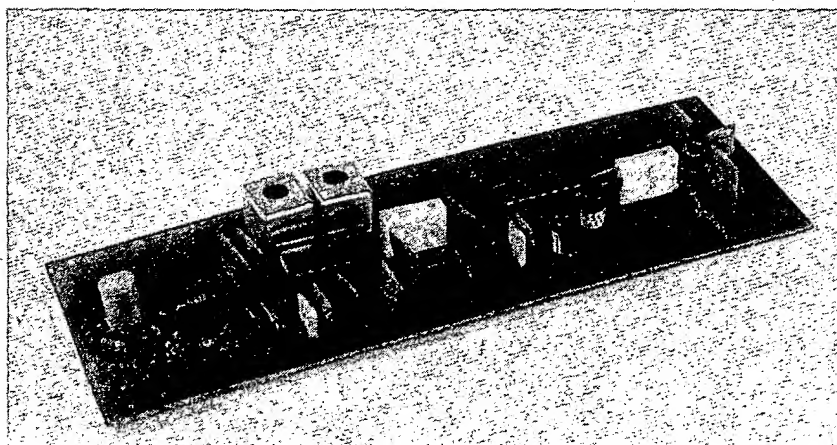
R1 TR 112, 18 k Ω
R2, R13 TR 112, 5,6 k Ω
R3, R7, R11 TR 112, 330 Ω
R4 TR 112, 22 Ω
R5 TR 112, 270 Ω
R6, R10, R12 TR 112, 220 Ω
R8 TR 112, 180 Ω
R9 TR 112, 1,5 k Ω
R16 TR 112, 0,12 M Ω
R17 TR 112, 8,2 k Ω
R18 TR 112, 680 Ω
R19 TR 112, 6,8 k Ω

Kondenzátory

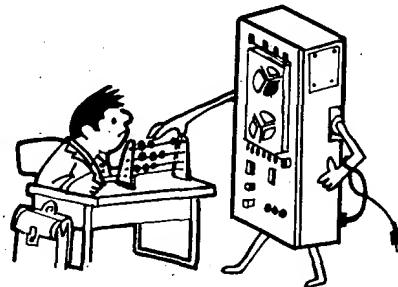
C1, C6, C14 TK 783, 10 nF
C2, C4, C7, C8, C9, C15, C16, C21 TK 783, 22 nF
C3, C11, C12, C23 TK 783, 0,1 μ F
C5, C13, C18 TK 754, 82 pF
C10 TK 754, 4,7 pF
C17 TK 755, 2,7 pF
C19 TK 754, 100 pF

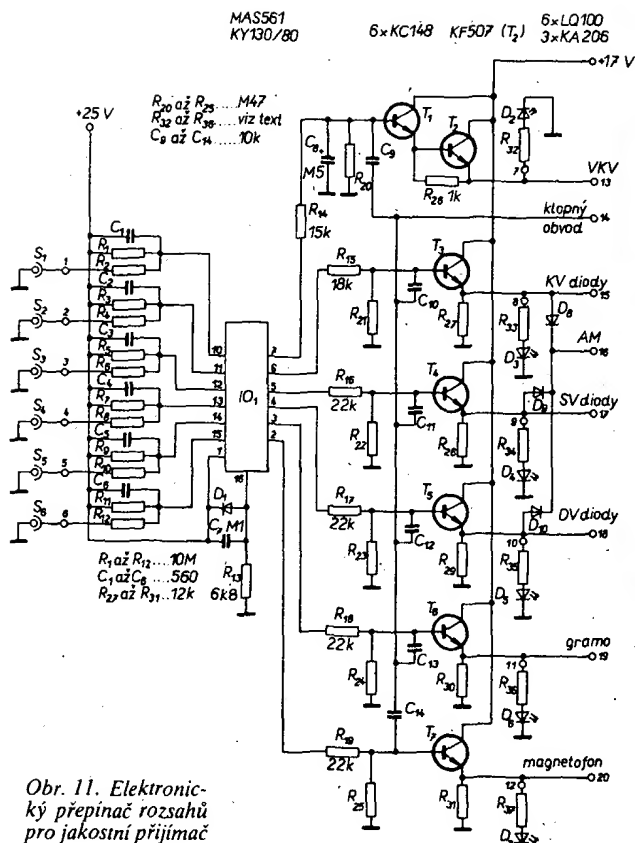


152



Obr. 10. Deska s plošnými spoji mf zesilovače (M224) a deska, osazená součástkami





C₂₀ TC 281, 470 pF
C₂₁ TE 004, 5 μF

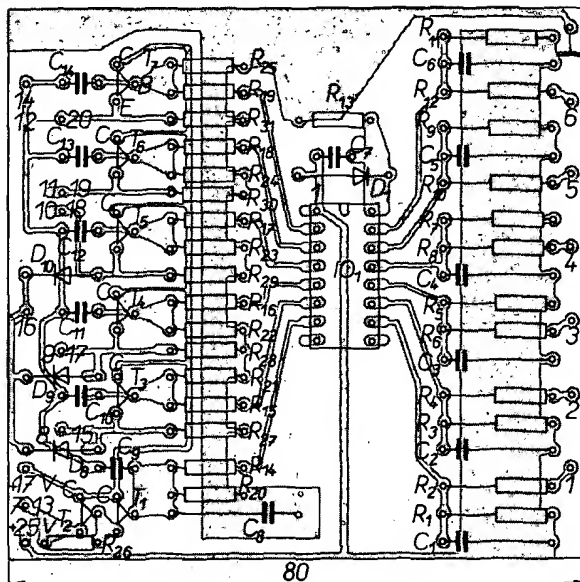
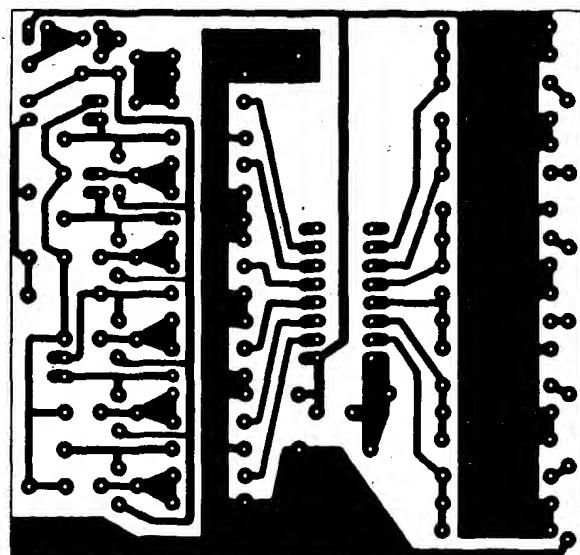
Filtřky

F₁, F₂ SFE10700 A190 (KWH, NDR)

Pásmová propust

L₁, L₂ 20 závitů drátu o Ø 0,2 mm CuL
jádro M4 × 0,5 × 10 mm, N 05 (modré)
kostra QA26145
kryt QA69162

Obr. 12. Deska přepínače z obr. 11 (M225) a deska, osazená součástkami



Elektronický přepínač rozsahů ovládaný senzory

Integrovaný obvod MASS61 je původně určen pro přepínání předvolených vysílačů v přijímači VKV. Je zhotoven technologií MOS s kanálem typu p. Proto při práci s ním je nutno dodržovat všeobecná pravidla, platná pro práci s prvky MOS, aby se obvod neznečistil elektrostatickým nábojem tzn. že ruku, kterou zasouváme IO do objímky nebo do děr v desce s plošnými spoji musíme mít spojenou se zemí desky s plošnými spoji.

Na obr. 11 je zapojení elektronického přepínače rozsahů a funkcí, který jako spínač využívá IO MASS61. Na výstup tohoto IO jsou připojeny přes odpory R₁₄ až R₁₉ báze tranzistorů T₁, T₃ a T₇. Tyto tranzistory jsou pro další funkci velmi nutné, neboť výstupní proud IO je maximálně 10 mA. Pro indikaci sepnutého kanálu lze použít buď svítivé diody, nebo žárovky pro železniční modely.

Senzorem S₁ spínáme díl přijímače VKV. Tento senzor sepně automaticky vždy při zapnutí přijímače. Na výstupu 1 (vývod 7 IO₁, viz. obr. 12) bude napětí 25 V, kterým je napájen i IO. Toto napětí je získáno ze zdroje ladičního napětí (viz napájecí zdroj pro přijímače Hi-Fi, obr. 1 kon-

strukční části tohoto AR). Napětím z výstupu 7 IO jsou sepnuty tranzistory T₁ a T₂ (v Darlingtonové zapojení). Na emitoru T₂ bude napětí asi 16 V, které přes odpor R₃₂ rozsvítí diodu D₂ (příp. žárovku) a sepně diody v ní přepínací signálů. Zároveň je toto napětí použito pro napájení jednotky VKV,

mí zesilovače, dekodéru a případně tranzistorů, použitých v šumové bráně apod. Maximální proud, který můžeme odebrat z emitoru T₂, je 120 mA. Kolektory všech tranzistorů jsou připojeny na napětí 17 V. Přes kondenzátor C₆ je řízen monostabilní klopny obvod, ovládající zkratovací tranzistory

v cestě nf signálu. Tutéž funkci mají i kondenzátory C_{10} až C_{14} .

Senzory S_2 (krátké vlny), S_3 (střední vlny) a S_4 (dlouhé vlny) jsou určeny pro spínání dílu AM přijímače. Dotkneme-li se senzoru S_2 , na výstupu 2 (vývod 6) se objeví ss napětí (+25 V), které přes odporový dělič R_{15} , R_{21} sepne tranzistor T_3 , na jehož emitoru bude pak napětí 16,7 V pro spínací diody ve vstupních obvodech a oscilátoru AM krátkých vln dílu AM a zároveň rozsvítí indikační prvek. Přes diodu D_8 se přivede napájecí napětí asi 15 V na vf zesilovač, oscilátor, směšovač mf zesilovač dílu AM přijímače. Současně tímto napětím spínáme diody v nf části. Stejně pracují i součásti v obvodu senzorů S_3 a S_4 . Diody D_8 , D_9 , D_{10} oddělují emitory neseptnutých tranzistorů od emitoru sepnutého tranzistoru. Maximální proud, odebíraný z emitoru sepnutého tranzistoru, je 40 mA. Senzory S_5 a S_6 slouží pro připojení gramofonu a magnetofonu k nf dílu přijímače. Napětí pro příslušné spínací diody je odebíráno z emitorů T_6 nebo T_7 , z nichž je možno napájet i potřebné předzesilovače. Maximální odebíraný proud může být až 40 mA.

Celý přepínač je zapojen na desce s plošnými spoji (obr. 12). Na obr. 12 je i rozložení součástek. Vlastní senzory jsou zhotoveny z neizolovaných hliníkových zdílek s vnitřním průměrem 4 mm, do nichž je zalisován instalační vodič AGY. Pod maticemi jsou pájecí očka, k nimž jsou připojeny vnější pláště žárovek (nebo jeden vývod diody). Na druhý vývod žárovek (diod) je připájen jeden konec předřadného odporu. Jeho druhý konec je zapájen do desky s plošnými spoji.

Seznam součástek

Odporů

$R_1, R_2, R_3,$	
$R_4, R_5, R_6,$	
$R_7, R_8, R_9,$	
R_{10}, R_{11}, R_{12}	TR 152, 10 M Ω
R_{13}	TR 112, 6,8 k Ω
R_{14}	TR 112, 15 k Ω
R_{15}	TR 112, 18 k Ω
$R_{16}, R_{17},$	
R_{18}, R_{19}	TR 112, 22 k Ω
$R_{20}, R_{21}, R_{22},$	
R_{23}, R_{24}, R_{25}	TR 112, 0,47 M Ω
R_{26}	TR 112, 1 k Ω
$R_{27}, R_{28}, R_{29},$	
R_{30}, R_{31}	TR 112, 12 k Ω
$R_{32}, R_{33}, R_{34},$	
$R_{35}, R_{36}, R_{37},$	TR 112, 1,5 k Ω (TR 151,
	220 Ω pro žárovky)

Kondenzátory

$C_1, C_2, C_3,$	
C_4, C_5, C_6, C_7	TC 281, 560 pF
	TK 783, 0,1 μ F

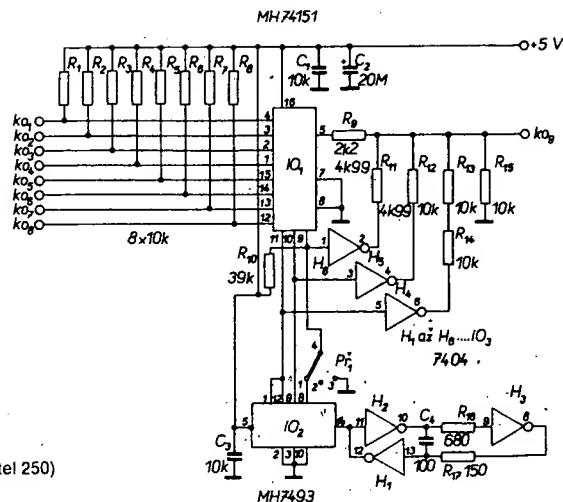
Obr. 13. Osmikanálový přepínač k osciloskopu

C_8	TE 988, 0,5 μ F
$C_9, C_{10}, C_{11},$	
C_{12}, C_{13}, C_{14}	TK 783, 10 nF
Polovodičové prvky	
IO_1	MAS561
$T_1, T_3, T_4,$	
T_5, T_6, T_7	KC148 (zesil. činitel 250)
T_2	KF507
D_1	KY130/80
$D_2, D_3, D_4,$	
D_5, D_6, D_7	LQ100
D_8, D_9, D_{10}	KA206 (KY130/80)

Osmikanálový elektronický přepínač k osciloskopu

Na obr. 13 je zapojení jednoduchého osmikanálového elektronického přepínače k osciloskopu, pomocí něhož můžeme na obrazovce současně sledovat až osm průběhů. Tento přepínač je vhodný zejména pro sledování časových a impulsních průběhů v obvodech TTL. Hradla H_1 , H_2 a H_3 jsou zapojena jako oscilátor hodinového kmitočtu 10 MHz, který dělíme osmi integrovaným obvodem IO_2 . Signály z výstupů Q_A , Q_B a Q_C (vývody 12, 9, 8) řídíme jednak spínání multiplexeru IO_1 a zároveň přes invertory H_4 , H_5 , H_6 polohu sledovaného signálu na obrazovce osciloskopu. Při každém signálu hodinového kmitočtu (po vyladění) propojí multiplexer na výstup jednu z osmi vstupních informací. Poloha vstupní informace na obrazovce je závislá na stavu děliče. Přepínačem P_1 můžeme volit počet zobrazených průběhů. V poloze 1 je zobrazeno všech osm vstupních signálů v poloze 2 jen signály 5 až 8 a v poloze 3 jen signály ze vstupů 1 až 4. Odporů R_{11} až R_{15} (na jejich absolutní hodnotě nezáleží, volíme-li je v rozsahu 1 až 10 k Ω) by měly mít co nejmenší tolerance, aby byl odstup jednotlivých úrovní vstupních signálů na obrazovce pravidelný.

Na obr. 14 je deska s plošnými spoji spolu s rozložením součástek. Přepínač P_1 a vstupní a výstupní souosé konektory jsou mimo desku s plošnými spoji. Obvod napájení je proti nežádoucím vlivům blokován kondenzátory.



Technické údaje

Napájecí napětí:	5 V.
Odebíraný proud:	80 mA.
Kmitočet oscilátoru hodinového signálu:	10 MHz.
Max. sledovaný kmitočet:	12 MHz.

Seznam součástek

Integrované obvody

IO_1	MH74151
IO_2	MH7493
IO_3	MH7404

Odporů

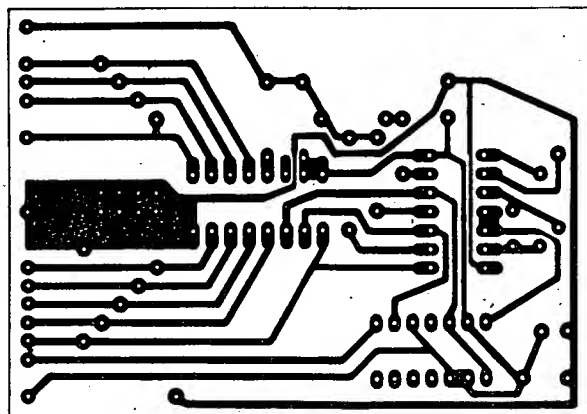
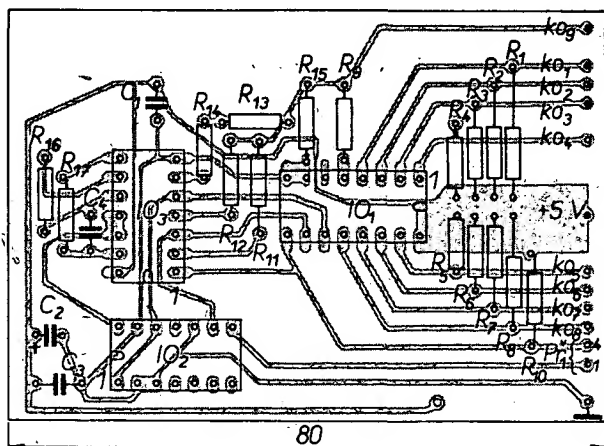
$R_1, R_2, R_3,$	
$R_4, R_5, R_6,$	
R_7, R_8	TR 112, 10 k Ω , 5 %
R_9	TR 112, 2,2 k Ω
R_{10}	TR 112, 39 k Ω
R_{11}	TR 191, 4,99 k Ω , 1 %
$R_{12}, R_{13},$	
R_{14}, R_{15}	TR 191, 10 k Ω , 1 %
R_{16}	TR 112, 680 Ω
R_{17}	TR 112, 150 Ω

Kondenzátory

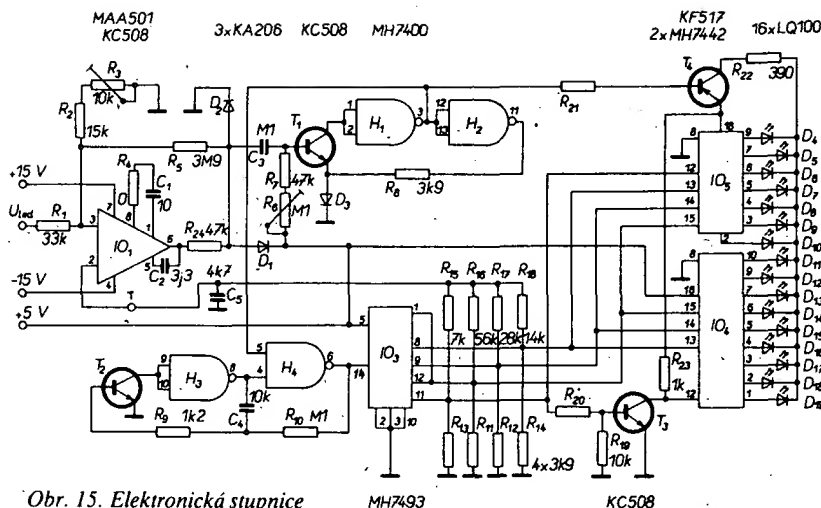
C_1, C_3	TK 783, 10 nF
C_2	TE 004, 20 μ F
C_4	TK 754, 100 pF

Ostatní součástky

P_1	WK 533-15
KO_1 až KO_9	Hf Steckdose 22-6,7 (NDR)



Obr. 14. Deska s plošnými spoji přepínače z obr. 12 (M226) a deska, osazená součástkami



Obr. 15. Elektronická stupnice

Elektronická stupnice

Dříve používané stupnice přijímačů s mechanickým převodem jsou stále více nahrazovány stupnicemi elektronickými.

Elektronické stupnice pracují na základě dvou principů:

1. Indikují digitálně kmitočet oscilátoru, od něhož je odečten mf kmitočet, což znamená, že na indikátoru je pak indikován kmitočet vstupního signálu. Tyto stupnice jsou velmi přesné, avšak vyžadují od obsluhy znalost kmitočtu vysílače.

2. Druhý typ stupnice pracuje na principu běžícího bodu. Využívá se zde převodníku napětí-kmitočet. Kmitočet je dekodován dekodérem, na jehož výstup jsou připojeny diody LED.

V této konstrukci si popíšeme stupnici na principu běžícího bodu (obr. 15). Hradla H_3 , H_4 s tranzistorem T_2 jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor – oscilátor signálu hodinového kmitočtu. Po připojení napájecího napětí se nabije kondenzátor C_4 , určující kmitočet hodinového signálu, přes odpor R_6 a přechod emitor-báze tranzistoru T_2 . Tranzistor T_2 sepne a na výstupu hradla H_3 bude úroveň log. 1. Ke konci relativně krátké doby nabíjení se proud do báze T_2 zmenšuje, tranzistor T_2 se zavírá a proto se mění na vstupu hradla H_3 i úroveň log. 0 na log. 1 a změní se i stav hradla H_4 . V této „poloze“

zůstane generátor hodinového signálu tak dlouho, dokud se kondenzátor C_4 nenabije přes odpor R_{10} z výstupu hradla H_4 . Aby generátor hodinového signálu mohl být řízen, je hradlo H_4 dvouvstupové, takže generátor je od čítače odpojen do té doby, dokud je na druhém vstupu H_4 úroveň log. 0.

Čítač IO_3 počítá impulsy generátoru hodinového signálu. Na výstupu čítače je zapojen digitálně analogový převodník, sestavený z odporů R_{11} až R_{18} , které jsou binárně odstupňovány. Odpory R_{15} až R_{18} mohou mít libovolnou hodnotu. Při návrhu odporů R_{11} až R_{14} musíme přihlídnout k tomu, aby nebyly přetíženy výstupy Q_A až Q_D . V bodu T je napětí schodovitěho průběhu, jehož napěťové úrovně jsou v tab. 11. Výstupy Q_A a Q_C čítače IO_3 (vývody 12, 9, 8) jsou připojeny na vstupy dekodéru 1 ze 16 složeného z IO_4 , IO_5 (dekodéry 1 z 10). Výstupní

Tab. 11. Napěťové úrovně v bodu T (obr. 15)

U_{vst}	= 0 až 7 V
U_T [V]	dioda
1,6	–
1,35	D_{10}
1,27	D_9
1,3	D_8
1,37	D_7
1,47	D_6
1,55	D_5
1,65	D_4
1,8	D_{19}
1,95	D_{18}
2,00	D_{17}
2,05	D_{16}
2,07	D_{15}
2,10	D_{14}
2,15	D_{13}
2,15	D_{12}
2,15	D_{11}

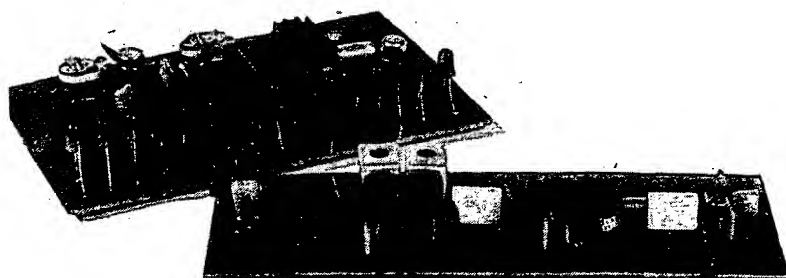
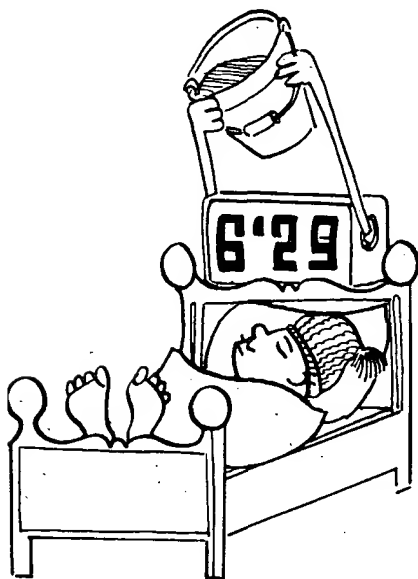
signál na Q_D (vývod 11) musíme invertovat tranzistorem T_3 , abychom „zkrátali“ dekodér pro dekodování stavu 1 z 16. Na výstupy IO_4 a IO_5 jsou připojeny svítivé diody D_4 až D_{19} . Přes odpor R_{22} a tranzistor T_4 jsou anody těchto diod připojeny na napájecí napětí. Odpor R_{21} můžeme regulovat jas diod. Dioda LED svítí jen tehdy, je-li na výstupu dekodéru úroveň log. 0! Odpor R_{22} omezuje proud tekoucí diodami LED.

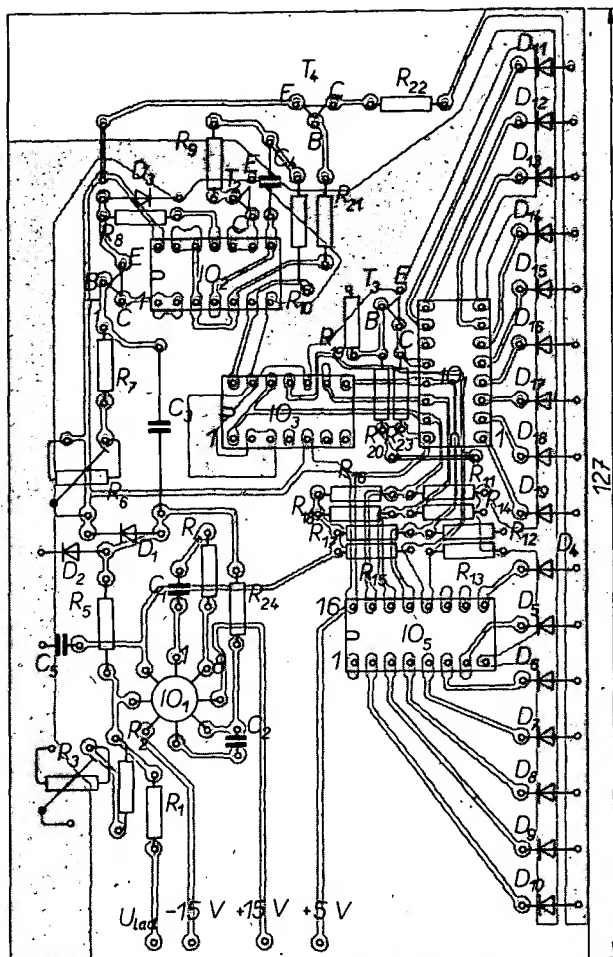
Na neinvertující vstup IO_1 přivádíme ladicí napětí a na invertující vstup schodovitěho napětí z výstupu analogově-digitálního převodníku, které porovnáváme v operačním zesilovači, zapojeném jako komparátor napětí. Je-li ladicí napětí 0 V, pak napětí schodovitěho průběhu je větší než 100 mV (viz tab. 11). Protože napětí schodovitěho průběhu je připojeno na invertující vstup IO_1 , bude jeho výstupní napětí –15 V (nebo –0,7 V na katodě D_2). Tranzistor T_1 a hradla H_1 , H_2 jsou zapojena jako monostabilní multivibrátor s malou hysterezí. Dokud napětí na katodě diody D_2 je –0,7 V, teče do báze tranzistoru T_1 proud přes odpor R_6 , R_7 a klopný obvod T_1 , H_1 a H_2 je překlopen. Na výstupu H_1 je log. 1 a proto kmitá i generátor hodinového signálu a v bodě T bude napětí schodovitěho průběhu. Tranzistor T_1 bude zavřený, takže nemůže svítit žádná dioda LED.

Přivedeme-li však na neinvertující vstup IO_1 napětí např. 1,2 V, bude na výstupu IO_1 napětí 15 V a napětí schodovitěho průběhu se zmenší. Napětí na katodě D_2 se zvětší na +5,7 V. Současně se nabije kondenzátor C_3 přes odpor R_{24} . Dokud je napětí schodovitěho průběhu na invertujícím vstupu menší než napětí na neinvertujícím vstupu, nemění se výstupní napětí IO_1 . V okamžiku, kdy schodovitě napětí bude větší než napětí na vstupu IO_1 , změní se skokovitě výstupní napětí IO_1 z kladného na záporné a kondenzátor C_3 se paralelně připojí ke vstupu klopného obvodu, takže napětí na bázi T_1 bude záporné. Napětí log. 0 na výstupu H_1 odpojí generátor hodinového signálu a otevře tranzistor T_4 . Protože čítač nedostává hodinové impulsy z generátoru, zůstane zachován daný stav komparátoru. Dekodér dekoduje poslední stav čítače a rozsvítí příslušnou diodu. Doba svícení diody je závislá na době nabíjení kondenzátoru C_3 . Doba svícení diod můžeme nastavit odporem R_6 . Aby nebyl invertující vstup ovlivněn rušivými impulsy, je připojen do bodu T kondenzátor C_5 . Odpor R_3 regulujeme úroveň výstupního napětí. Kmitočet hodinových impulsů je asi 1,2 kHz.

Nastavování elektronické stupnice začínáme ověřením funkce astabilního multivibrátoru (H_3 , H_4 a T_2) a děliče. Pracují-li tyto obvody, zkontrolujeme, zda je v bodu T 16 „schodů“. Poté zapojíme monostabilní klopný obvod (H_1 , H_2 a T_1) a zkontrolujeme jeho funkci. Připojíme operační zesilovač a odporem R_3 nastavíme vstupní citlivost. Po připojení dekodéru se musí při změně úrovně vstupního signálu měnit úroveň log. 1 na výstupech dekodéru na úroveň log. 0. Odpor R_6 řídíme jas diod D_4 až D_{19} .

Deska s plošnými spoji je na obr. 16.





Obr. 16. Deska s plošnými spoji elektronické stupnice (M227) a deska, osazená součástkami (D_4 až D_{19} = LED).

Seznam součástek

Polovodičové prvky

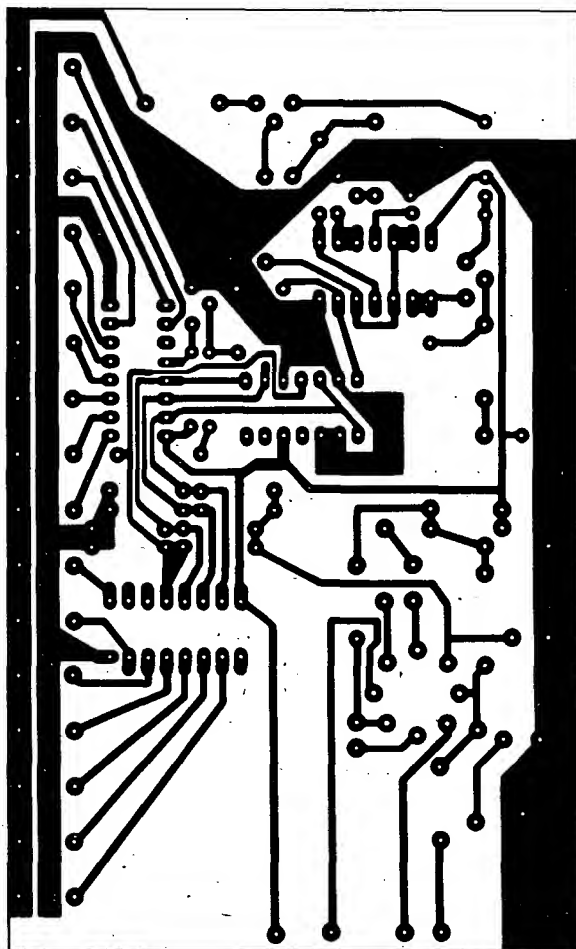
IO_1	MAA501
IO_2	MH7400
IO_3	MH7493
IO_4	MH7442
T_1, T_2, T_3	KC508
T_4	KF517
D_1, D_2, D_3	KA206
D_4 až D_{19}	LQ100

Odpory

R_1	TR 112, 33 k Ω
R_2	TR 112, 15 k Ω
R_3	TP 012, 10 k Ω
R_4	
R_5	TR 152, 3,9 M Ω
R_6	TP 012, 0,1 M Ω
R_7, R_{24}	TR 112, 47 k Ω
$R_8, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{21}$	TR 112, 3,9 k Ω
R_9	TR 112, 1,2 k Ω
R_{10}	TR 112, 0,1 M Ω
R_{15}	TR 112, 7 k Ω , 1 %
R_{16}	TR 112, 56 k Ω , 1 %
R_{17}	TR 112, 28 k Ω , 1 %
R_{18}	TR 112, 14 k Ω , 1 %
R_{19}	TR 112, 10 k Ω
R_{20}	TR 112, viz text
R_{22}	TR 112, 390 Ω
R_{23}	TR 112, 1 k Ω

Kondenzátory

C_1	TK 754, 10 pF
C_2	TK 755, 3,3 pF
C_3	TC 181, 0,1 μ F
C_4	TC 281, 10 nF
C_5	TK 724, 4,7 nF



PŘEHLED ADRES PRODEJEN SOUČÁSTEK V NDR, MLR A SSSR

NDR

Berlín, Kastaninalle – prodejna RFT
Lipsko, Grimmaische Str. – prodejna RFT
Schiller Str. – prodejna Pioneer
Dražďany, Ernst Thälmanstr. – prodejna RFT
Schwerinerstr. – prodejna RFT
Wallstr. – modelářská prodejna

MLR

Budapešť, Lenin korut – prodejna Radioamatér
Lenin korut – prodejna „Domáci dílna“

SSSR

Moskva, Dzeržinského – prodejna „Dětský svět“
Rudé náměstí – obchodní dům „GUM“
Šabalovka – prodejna Radioamatér
Rabinovája 45 – sklad Centrosouja (na dobírku)

OPRAVA

Opravte si prosíme, v AR B3/78 na str. 93 ve středním sloupci nahoře: – její odpor se zvyšující teplotou zvětšuje. Zvětší-li se výstupní napětí nad zvolenou velikost, vlákno žárovky se ohřeje, jeho odpor se zvětší a zvětší se zpětnovazební napětí. Další text je v pořádku.

RADIOTECHNIKA

podnik ÚV Svazarmu, nabízí všem zájemcům desky s plošnými spoji z doprodeje, a to desky řady E, řady F, řady G a řady H. Dále nabízíme desky s plošnými spoji řad K, L, M.

Termín dodání: nejpozději do jednoho měsíce.

Objednávky na korespondenčním lístku zasílejte na adresu: **RADIOTECHNIKA**, radioamatérská prodejna Praha, expedice plošných spojů, Žižkovo nám. 32, 500 21 Hradec Králové. **RADIOTECHNIKA** dále nabízí všem radioklubům z výroby r. 1978 tato vysílací a přijímací zařízení:

transceiver OTAVA,

MODEL 1977 MC 19470 Kčs

transceiver BOUBÍN,

P8SMO 2 m 7500 Kčs (inf.)

vysílač MINIFOX autom.,

pásmo 80a 2 m 3500 Kčs (inf.)

přijímač JUNIOR D,

pásmo 80 m 980 Kčs

přijímač DELFÍN,

pásmo 2 m 1400 Kčs

vysílač MEDVĚD,

pásmo 80 m 1160 Kčs

Objednávky ve dvojím vyhotovení (pro vysílací zařízení doplněné číslem povolení k provozu vysílacího zařízení) zasílejte na adresu:

RADIOTECHNIKA, podnik ÚV

Svazarmu Teplice, obchodní

úsek, Žižkovo nám. 32, 500 21

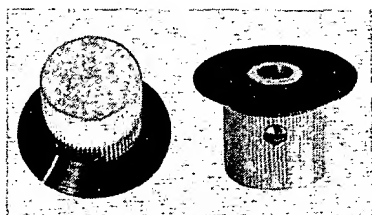
Hradec Králové.



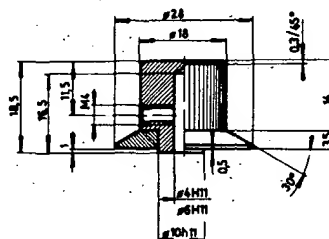
pro elektroniku
a přesnou mechaniku



K 186 a K 184
na hřídele Ø 6 a 4 mm



- pro přístroje HIFI-JUNIOR
- pro elektronická měřidla
- pro mechanické aplikace
- pro jiné zesilovače a tunery
- pro amatérské experimenty
- náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřídeli bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozoznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky striktní vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks: 13,70 Kčs
Prodej za hotové výhradně v prodejně Elektronika. Poštou na dobírku nezasíláme.
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:
Do 1000 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřidel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	Ø 6 mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	Ø 4 mm	992 102 003	384 997 020 014



ELEKTRONIKA

podnik ÚV Svazarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 96 66
telex: 121601